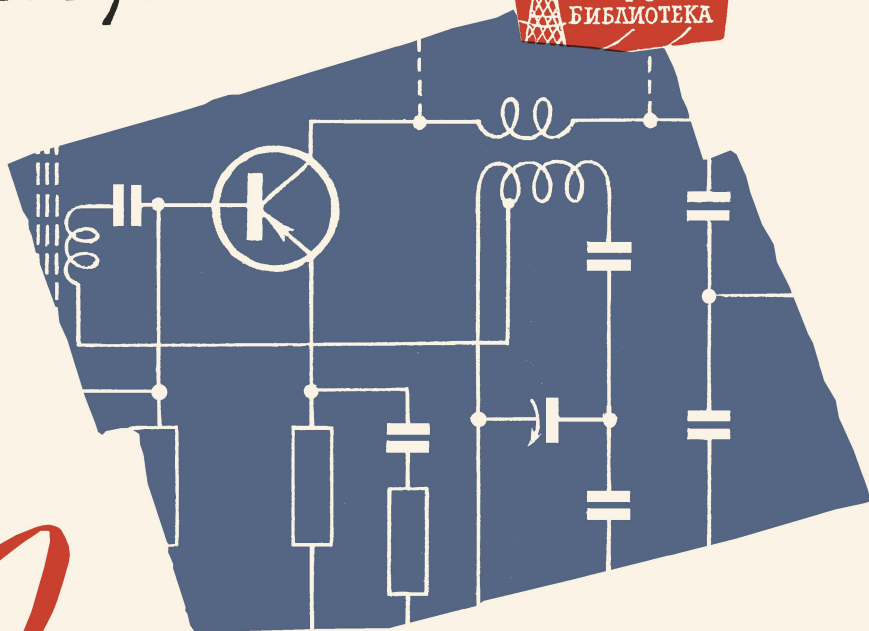


Е.Б. Гумеля



В

ЫБОР СХЕМ ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРИЕМНИКОВ

ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 481

Е. Б. ГУМЕЛЯ

ВЫБОР СХЕМ
ТРАНЗИСТОРНЫХ
ПРИЕМНИКОВ

ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МОСКВА 1963 ЛЕНИНГРАД

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Берг А. И., Бурдейный Ф. И., Бурлянд В. А., Ванеев В. И.,
Геништа Е. Н., Джигит И. С., Канаева Л. М., Кренкель Э. Т.,
Куликовский А. А., Смирнов А. Д., Тарасов Ф. И., Шамшур В. И.

УДК 621.396.62.002.2
Г94

Изложены основные вопросы выбора схем транзисторных приемников. Проводится аналогия расчетов ламповых и транзисторных приемников.

Расчетные формулы сведены до минимума, необходимого для простейших расчетов. Приводятся схемы приемников прямого усиления и супергетеродинного типа, а также отдельных каскадов.

Брошюра рассчитана на радиолюбителей, знакомых с разработкой и расчетом схем ламповых приемников.

Гутеля Евгений Борисович

Выбор схем транзисторных приемников

Госэнергониздат, 1963, 64 стр. с илл. (Массовая радиобиблиотека, Вып. 481).

Редактор А. Д. Фролов

Техн. редактор Н. И. Борзнов

Оложка художника А. М. Кувшинникова

Сдано в набор 11/IV 1963 г.

Подписано к печати 27/VII 1963 г.

Т-10039 Бумага 84×108¹/₃₂.

3,28 печ. л.

Уч.-изд. л. 4,1

Тираж 100.000 экз.

Цена 16 коп.

Зак. 1751

Типография изд-ва «Московская правда».

ПРЕДИСЛОВИЕ

Новые электронные приборы — транзисторы — позволяют сделать приемник постоянным спутником человека. Однако не все выпускаемые промышленностью приемники удовлетворяют различным вкусам и потребностям радиолюбителей. Поэтому многие радиолюбители разрабатывают конструкции и схемы приемников, отличающиеся от промышленных либо простотой изготовления, либо по своим качественным показателям.

Другие же иногда только копируют опубликованные в литературе схемы. Цель этой брошюры — ответить на частые вопросы радиолюбителей о преимуществах и недостатках той или иной схемы, а также подойти сознательно к ее выбору, расчету как в целом, так и отдельных элементов, составляющих схему приемника.

Многие радиолюбители хорошо знакомы с построением схем и расчетом ламповых приемников, поэтому в брошюре уделяется внимание аналогии между транзистором и радиолампой, а основные расчеты сводятся к формулам, известным из справочной литературы по ламповым приемникам.

СОДЕРЖАНИЕ

| | |
|-----------------------|---|
| Предисловие | 3 |
|-----------------------|---|

Расчет узлов транзисторных приемников

| | |
|---|----|
| Функциональные схемы | 5 |
| Транзисторы | 9 |
| Входные цепи и контуры | 16 |
| Усилители высокой и промежуточной частоты | 21 |
| Детекторные каскады и схемы АРУ | 28 |
| Преобразователи частоты | 33 |
| Усилители низкой частоты | 42 |

Схемы транзисторных приемников

| | |
|---------------------------------------|----|
| Приемники прямого усиления | 49 |
| Супергетеродинные приемники | 52 |
| Литература : | 64 |

РАСЧЕТ УЗЛОВ ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРИЕМНИКОВ

Функциональные схемы

Ассортимент отечественных транзисторов позволяет применять их во всех каскадах современных приемников. При этом качественные показатели транзисторных приемников в большинстве случаев не уступают аналогичным по назначению ламповым приемникам, а по некоторым параметрам и превосходят их.

Транзисторные приемники потребляют значительно меньшую мощность, чем аналогичные ламповые приемники, температурный режим деталей, входящих в приемник, облегчается, что благоприятно сказывается на сроке их службы, а следовательно и приемника в целом, низкое напряжение питания транзисторных приемников делает их безопасными в обращении, при ремонте и наладивании и позволяет применять низковольтные конденсаторы и сопротивления с малой мощностью рассеивания. Параметры приемника с транзисторами значительно меньше зависят от колебаний напряжения источника питания.

Применение транзисторов позволяет выполнять «карманные» приемники размерами с небольшой портсигар. Наряду с приведенными достоинствами транзисторные приемники имеют и ряд недостатков. Обычно получить требуемые параметры от транзисторных приемников значительно труднее, чем от ламповых, что усложняет их производство и серийный выпуск. Наибольшие трудности возникают при разработке и выполнении (регулировке и наладивании) высокочастотной части приемника. При разработке высокочастотных каскадов приходится считаться с значительной проходной емкостью коллекторного перехода транзисторов $C_{бк}$, влияние которой на работу каскада аналогично влиянию междуэлектродной емкости сетка — анод лампового триода. Величина этой емкости у многих типов транзисторов достигает десятков пикофарад, что ограничивает максимально возможное усиление. Применение схем нейтрализации проходной емкости нежелательно, так как при этом настройка приемников в значительной мере усложняется, а во многих случаях ее осуществить не удастся.

Применение транзисторов с большой крутизной характеристики коллекторного тока и с относительно малой проходной емкостью позволяет по-новому подойти к построению высокочастотных каскадов.

Ниже приведены функциональные схемы транзисторных приемников, которые при относительной простоте имеют удовлетворительные характеристики.

На рис. 1,а приведена функциональная схема, в которой после единственного избирательного элемента следуют два апериодических каскада усиления высокой частоты на высокочастотных транзисторах, детекторный каскад на диоде и два каскада усиления низкой частоты. Эта схема наиболее пригодна для простых карманных приемников. При выполнении оконечного каскада по экономичной схеме приемник поглощает малый средний ток, прост в изготовлении и практически не требует налаживания.

Более сложна функциональная схема, приведенная на рис. 1,б, в которой имеются уже два избирательных контура. Трехкаскадный усилитель низкой частоты в этой схеме имеет чувствительность, достаточную для проигрывания грампластинок, а оконечный каскад, выполненный по двухтактной схеме, позволяет получить сравнительно большую выходную мощность. Такой приемник лучше выполнять в виде стационарного приемника для сельской местности.

Введение положительной обратной связи позволяет повысить чувствительность и избирательность приемника или сократить количество транзисторов в схеме. Приемник, собранный по функциональной схеме, изображенной на рис. 1,в, при меньшем числе транзисторов обладает характеристиками, не уступающими приемнику, выполненному по схеме на рис. 1,б.

Функциональные схемы супергетеродинных приемников могут в большей степени отличаться друг от друга. Вследствие относительно малых входных и выходных сопротивлений транзисторов целесообразно избирательные свойства приемника сконцентрировать в одном многоконтурном фильтре сосредоточенной селекции. При этом дополнительные затухания вносятся только в крайние контуры, вследствие чего получается некоторый выигрыш в избирательности по сравнению с приемниками, где селекция рассредоточена по каскадам и в каждый из контуров вносятся дополнительное затухание входными и выходными цепями транзисторов.

В простейших приемниках можно ограничиться двух-трехконтурным фильтром, в более сложных применяют трех-пятиконтурные фильтры.

На рис. 1,г изображена функциональная схема простого супергетеродинного приемника. В ней за преобразователем частоты T_1 следует фильтр сосредоточенной селекции (ФСС), один резонансный каскад УПЧ, диодный детектор и трехкаскадный усилитель низкой частоты. Благодаря применению трехкаскадного усилителя низкой частоты появилась возможность свести к минимуму число каскадов высокочастотного тракта при сохранении достаточно высокой чувствительности приемника.

В приемнике, схема которого изображена на рис. 1,д, имеется апериодический усилитель высокой частоты, преобразователь, апериодический усилитель промежуточной частоты и двухкаскадный усилитель низкой частоты. Такое построение схемы позволяет сделать приемник очень простым как в выполнении, так и в налаживании.

Интересной особенностью обладает приемник, функциональная схема которого приведена на рис. 1,е. Он выполнен по так называемой инфрадинной схеме, благодаря чему перекрытие диапазонов

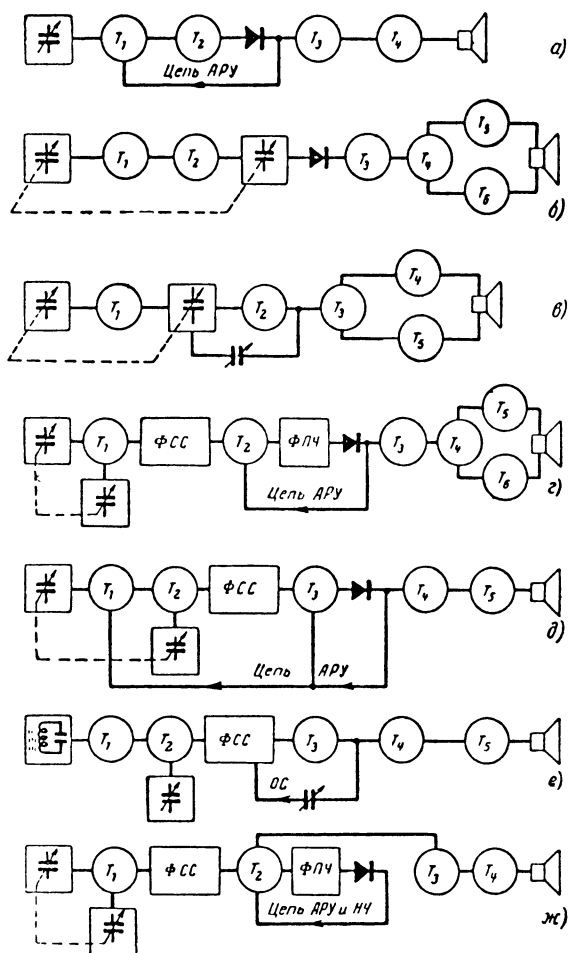


Рис. 1. Функциональные схемы транзисторных приемников.

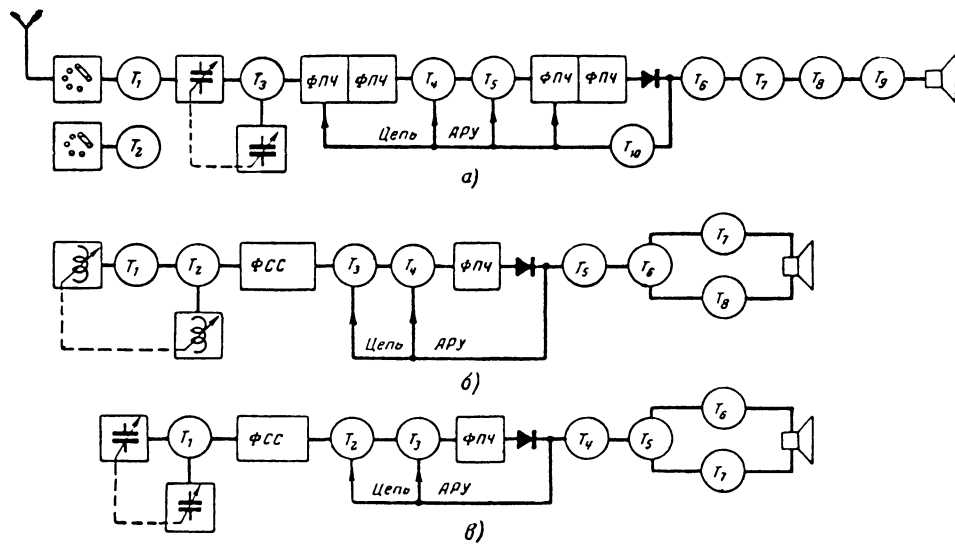


Рис. 2. Функциональные схемы транзисторных приемников.

150—1 600 кГц осуществляется без переключения контуров одним конденсатором переменной емкости (50—70 пф) в контуре гетеродина.

Входной контур настроен на середину принимаемого диапазона и сильно зашунтирован входным сопротивлением транзистора T_1 . Промежуточная частота 2 МГц. Для получения достаточной чувствительности применены аperiodический каскад усиления высокой частоты и положительная обратная связь в детекторном каскаде.

На рис. 1, ж изображена схема простого рефлексного приемника на четырех транзисторах. Несмотря на малое количество транзисторов, приемник, собранный по такой функциональной схеме, обладает чувствительностью, достаточной для приема мощных дальних радиостанций. Транзистор T_2 работает в качестве усилителя промежуточной и низкой частот.

Сетевой всеволновый приемник рационально выполнять по функциональной схеме, приведенной на рис. 2, а. При работе на растянутых коротковолновых диапазонах применяется двойное преобразование частоты. Первый преобразователь (T_1) и первый гетеродин (T_2) выполняют на высокочастотных транзисторах. На диапазонах средних и длинных волн приемник работает как обычный супергетеродин с преобразователем частоты на транзисторе T_3 . Для применения стандартных фильтров промежуточной частоты селекция рассредоточена между каскадами преобразователя и усилителя промежуточной частоты. Специальный каскад на транзисторе T_4 служит для работы системы АРУ. Четырехкаскадный усилитель низкой частоты позволяет работать от пьезоэлектрического звукозаписывающего устройства. На выходе приемника применен мощный транзистор, позволяющий получить в режиме А выходную мощность до 0,5 Вт. Приемник питается напряжением 12 В через выпрямитель от сети переменного тока.

На рис. 2, б приведена функциональная схема автомобильного приемника с настройкой высокочастотных контуров феррорезонансными, а на рис. 2, в — рекомендуемая для переносных приемников среднего класса. В следующих параграфах будут описаны особенности рассмотренных функциональных схем, а во второй главе принципиальные схемы этих приемников.

Транзисторы

подавляющее большинство транзисторов по своему назначению соответствует ламповому триоду. Несмотря на разность физических процессов, происходящих в этих двух приборах, их внешние параметры имеют очень много общего.

Получившие широкое распространение γ и h параметры непригодны радиолюбителям, знакомым с параметрами ламп, требуют соответствующего освоения и приводят к значительным изменениям в расчетных формулах, приводимых в литературе, посвященной расчетам усилителей и приемников на лампах. Поэтому указанные недостатки привели ряд авторов к необходимости унификации системы параметров транзисторов и радиоламп.

Унифицированная система параметров позволяет рассчитывать схемы на транзисторах по формулам, известным из ламповой техники, и полностью отражает усилительные возможности транзисто-

ров различных типов. Исходя из представлений ламповой техники, нетрудно увидеть, что полупроводниковый триод равноценен электровакуумному триоду с так называемыми «правыми» характеристиками.

Триод с правыми характеристиками — это радиолампа, анодный ток которой возникает или достигает необходимой величины только при подведении к сетке положительного напряжения. Естественно, что при этом возникает сеточный ток большей или меньшей величины. У некоторых радиоламп, например стержневых, сеточный ток появляется только при значительных положительных сеточных напряжениях (0,3—0,7 в), у некоторых ламп других типов он существует и при отрицательных напряжениях (0,1—0,5 в). Протекание тока во входной цепи эквивалентно некоторому входному сопротивлению, влияние которого должно быть учтено при расчете соответствующих схем. Одни и те же типы радиоламп могут обладать значительным разбросом сеточных токов.

Из изложенного нетрудно понять, что в систему параметров радиоламп можно было бы включить еще один параметр β — отношение величины анодного тока к сеточному. Очевидно, что основные параметры радиоламп: крутизна характеристики S , внутреннее сопротивление R_i и коэффициент усиления μ — практически не зависят от величины сеточного тока и, следовательно, от величины коэффициента β . Этот вывод полностью относится и к полупроводниковым триодам — транзисторам.

Действительно, транзисторы с разными значениями β обладают в большинстве одним и тем же коэффициентом усиления по напряжению (если учтено входное сопротивление транзистора, определяемое током базы). По значениям коэффициента β можно только отобрать транзисторы, непригодные к применению из-за недопустимо большого тока базы, так же как в ламповой технике при недопустимо большом токе сетки. Правда, коэффициент β полезен еще и тем, что с его помощью можно рассчитать абсолютное значение тока базы, необходимое для расчета цепей смещения, и определить мощность, потребляемую цепями баз оконечных каскадов усилителей низкой частоты.

При изменении температуры катода электровакуумного триода при одном и том же напряжении сеточного смещения происходит изменение его анодного тока. Это же явление, но в значительно большей степени наблюдается у транзисторов. Как правило, температура эмиттерного перехода равна температуре окружающей среды и вследствие этого может изменяться в значительных пределах (до $\pm 50^\circ\text{C}$). Изменение в этих же пределах температуры катода лампы, нагретого током до $600\text{--}900^\circ\text{C}$, практически не сказывается на ее работе, так как эти изменения не превышают $\pm 10\text{--}5\%$.

Поэтому в транзисторных схемах необходимо прибегать к специальным мерам для стабильной работы отдельных каскадов — температурной стабилизации режима.

Зависимость параметров транзисторов от частоты также аналогична зависимости от частоты параметров радиоламп. На рис. 3 приведены эквивалентные схемы транзистора и лампового триода при работе на высоких частотах. Разница состоит в том, что у последнего вместо сопротивлений r_b и r_c в соответствующих цепях действуют индуктивные сопротивления выводов. Различные величины этих сопротивлений и междуэлектродных емкостей, а также раз-

личная скорость распространения носителей зарядов ставят различные частотные пределы применения радиоламп и транзисторов.

Так же как и радиолампы, транзисторы по своему назначению и внешним параметрам могут быть разделены на группы.

В каскадах усиления высокой и промежуточной частот, в частотно-преобразовательных каскадах и гетеродинах приемников применяются маломощные высокочастотные транзисторы.

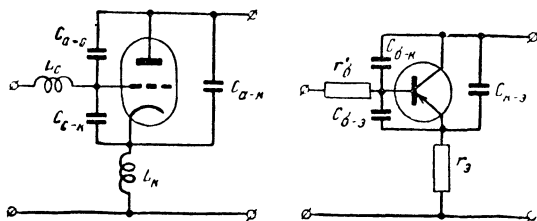


Рис. 3. Эквивалентные схемы электровакуумного и полупроводникового триодов.

Они находят широкое применение также в предварительных и оконечных каскадах усилителей низкой частоты при отдаваемой мощности до 100—200 мвт.

В оконечных каскадах усилителей низкой частоты мощностью до 1—10 вт применяются мощные низкочастотные транзисторы.

Подробно о параметрах транзисторов, их измерении, пересчете из одной системы в другую и т. д. можно прочитать в различной литературе, посвященной этим вопросам. Ниже будут приведены только основные сведения о параметрах транзисторов в системе параметров, аналогичной принятой для радиоламп, которые могут пригодиться для оценки усилительных свойств транзисторов и для упрощенных расчетов, приводимых в дальнейшем.

К основным параметрам транзисторов относятся: крутизна характеристики S (величина, аналогичная крутизне характеристики радиолампы), определяющая усилительные свойства транзистора; внутреннее сопротивление R_i ; входная проводимость g или входное сопротивление $R_{вх}$ и проводимость обратной связи $g_{обр}$. Последним параметром в простейших расчетах обычно пренебрегают. Для высокочастотных транзисторов также очень важны параметры: постоянная времени τ , распределенное сопротивление базы $r'б$ и емкость база—коллектор $C_{б-к}$.

Так же как у радиоламп, параметры транзисторов зависят от выбранного режима, на рис. 4,а приведены зависимости S , $R_{вх}$ и R_i от тока коллектора для транзистора П13А. Аналогично изменяются параметры и других транзисторов. Практически линейная зависимость параметров от тока коллектора дает возможность табличные или измеренные величины при одном значении тока коллектора легко пересчитать в значения для конкретного выбранного режима. Так, например, если при токе коллектора 1 ма крутизна равна 30 ма/в, то при токе 2 ма она будет иметь величину 60 ма/в. Величина емкости $C_{б-к}$ зависит от напряжения на коллекторе и может

зависеть от величины тока только косвенно, с учетом падения напряжения на сопротивлении, включенном последовательно в коллекторную цепь. Изменение этой емкости от величины коллекторного напряжения показано на рис. 4, б.

Кроме того, параметры транзистора зависят от частоты, на которой они используются. У различных транзисторов при изменении частоты параметры изменяются в различной степени, что обусловливается их конструкцией. Обычно все основные параметры транзисторов измеряют на низких частотах. Однако для правильной оценки качества работы различных схем необходимо знать их параметры на той или иной рабочей частоте.

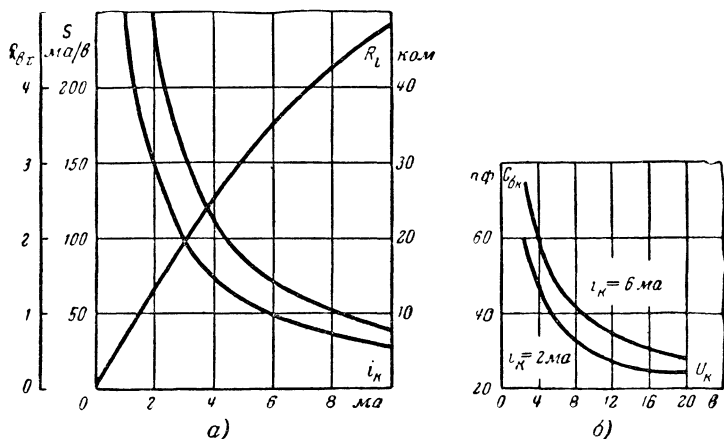


Рис. 4. Зависимость параметров транзистора П13А.
а — R_{ax} , R_L и S от I_K ; б — емкости $C_{б-к}$ от U_K ,

Существуют формулы для пересчета параметров транзисторов, измеренных на низких частотах, для использования их на высоких частотах. Однако пользоваться этими формулами не всегда удобно. Ознакомиться с ними можно по специальной литературе. Для упрощения расчетов на рис. 5 приведены графики зависимости параметров от частоты для наиболее употребительных транзисторов, а в табл. 1 их параметры и режимы.

На эти средние значения, очевидно, и следует ориентироваться при разработке отдельных каскадов на транзисторах.

Чтобы уменьшить влияние окружающей температуры на характеристики транзисторов, необходимо выбирать такой режим по постоянному току, чтобы усилительные свойства схемы изменялись в наименьших пределах. Для стабильного усиления необходимо выдерживать ток коллектора постоянной величины при изменении окружающей температуры.

Наиболее целесообразная схема питания транзистора с точки зрения температурной стабилизации режимов приведена на рис. 6, а.

Для перепада температуры $\pm 50^\circ\text{C}$ и получения устойчивости усиления $\pm 10\%$, зная ΔU_b (рис. 6, б), можно найти, что изменение

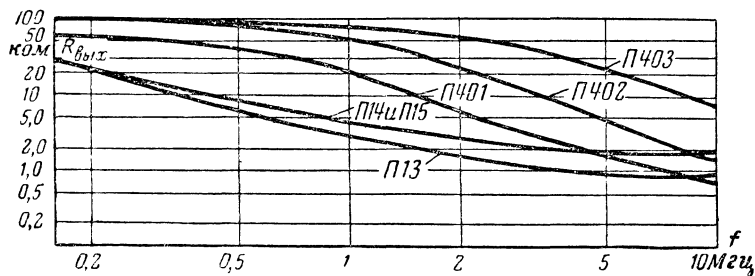
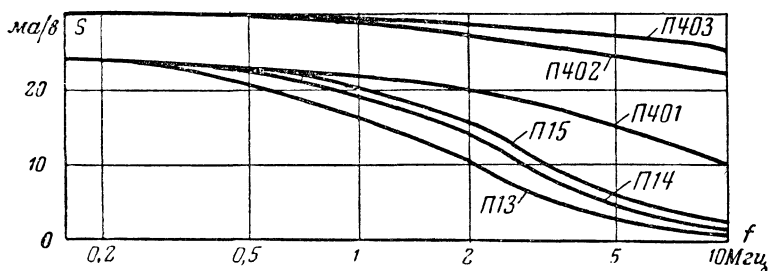
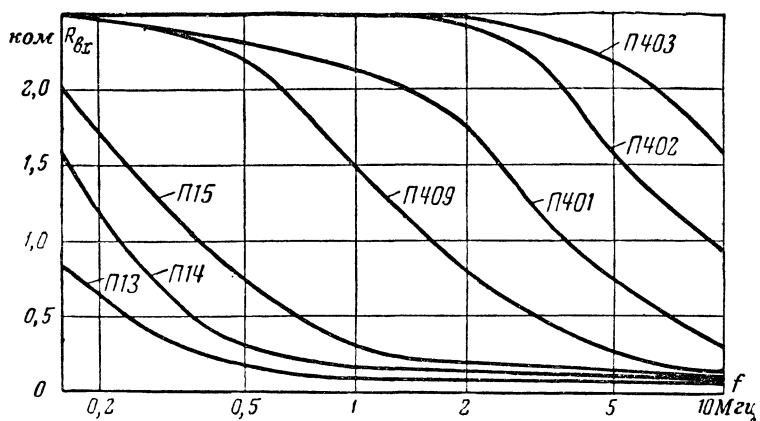


Рис. 5. Зависимость основных параметров транзисторов от частоты.

Таблица 1

Основные параметры транзисторов* $E_K=5$ в, $I_K=1$ ма,
 $f_{изм}=270$ гц

| Транзи- сторы | S_{02} ма/в | $R_{вх}$ ком | R_{I_1} ком | β , мин | $C_{б-к}$, пф | $I_{гр}$, мзц | P_K (вт) макс. | $U_{к-э}$ (в) макс. | I_K (ма) макс. |
|------------------|------------------|-----------------|------------------|------------------|-------------------|-------------------|---------------------|------------------------|---------------------|
| П13А | 30 | 5 | 50 | 32 | 35 | $>0,465$ | 0,15 | -15 | 50 |
| П14 | 25 | 3 | 50 | 20 | 35 | $>0,465$ | 0,15 | -5 | 50 |
| П15 | 25 | 3 | 50 | 20 | 35 | $>1,5$ | 0,15 | -15 | 50 |
| П401 | 25 | 3 | 50 | 24 | <15 | 45 | 0,1 | -10 | 10 |
| П402 | 30 | 3 | 100 | 24 | <10 | 80 | 0,1 | -10 | 10 |
| П403 | 30 | 3 | 100 | 24 | <10 | 110 | 0,1 | -10 | 10 |
| П407 | 35 | 1 | 100 | 20 | <20 | 20 | 0,03 | -6 | 5 |
| П201 | 1 500 | — | — | 54 | — | 0,2 | 10 | -22 | 1 500 |
| П8 | 30 | — | 50 | 12 | <40 | 0,1 | 0,15 | +15 | 50 |
| П11 | 30 | 2 | 50 | 20 | <35 | 1,6 | 0,15 | +10 | 50 |

* Для включения по схеме с общим эмиттером.

тока через сопротивление R_3 не должно превышать $\pm 10\%$, когда изменение напряжения на нем равно $\pm \Delta U_{б2}/2$. У большинства мало-мощных высокочастотных и низкочастотных транзисторов $\Delta U_{б2} \approx 0,2$ в.

Отсюда минимальное падение напряжения на сопротивлении R_3 должно составлять 1 в. Величину сопротивления R_3 в омах можно подсчитать из выражения

$$R_3 = \frac{1000}{I_K},$$

где I_K — ток коллектора, ма.

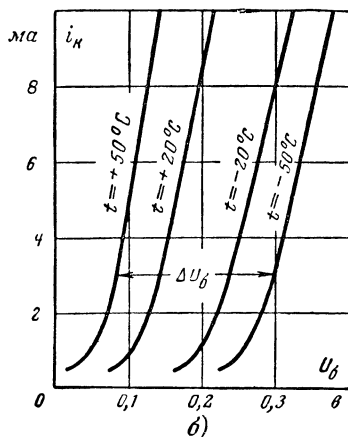
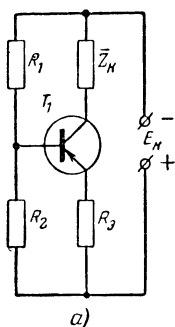


Рис. 6. Схема температурной стабилизации транзистора (а); зависимость I_K от температуры (б).

Сопротивление R_3 создает постоянство режимов и, следовательно, коэффициента усиления при замене транзисторов в конкретной схеме, так как разброс коллекторного тока при одном и том же напряжении смещения у различных транзисторов невелик. Чтобы избежать влияния на выбранный режим величины тока базы, который у различных типов транзисторов может изменяться в очень широких пределах, величину тока, протекающего через делитель смещения в базовой цепи каскада (R_1 , R_2) выбирают большей в 5—7 раз по сравнению с максимально возможным током базы у данного транзистора при выбранном токе коллектора:

$$R_{\text{дел. общ}} = \frac{\beta E_K}{(5-7) I_K (\text{ма})} \text{ [ком]}.$$

Так как при выбранной величине сопротивления R_3 падение напряжения на нем составляет 1 в, а напряжение смещения между базой и эмиттером составляет в среднем 0,2 в, то напряжение на базе транзистора относительно нулевого провода должно составлять 1,2 в, откуда

$$R_1 = \frac{E_K - 1,2}{E_K} R_{\text{дел. общ}} \text{ [ком]};$$

$$R_2 = \frac{1,2}{E_K} R_{\text{дел. общ}} \text{ [ком]},$$

где E_K — напряжение на коллекторе, в.

Каскады усилителей низкой и высокой частот, в схемах которых величины сопротивлений R_3 , R_1 и R_2 удовлетворяют вышеприведенным условиям, стабильно работают при замене транзисторов, а также в широком диапазоне окружающих температур без какого-либо дополнительного налаживания.

Для стабильного усиления большинства каскадов переносных приемников, питаемых от батарей, напряжение которых в значительной степени изменяется в процессе эксплуатации, следует прибегать к стабилизации рабочих точек усилительных каскадов. Стабилизацию напряжения смещения можно выполнять как по схеме, приведенной на рис. 7, а с дополнительной батареей смещения, так и по схеме на рис. 7, б со стабилизирующим диодом.

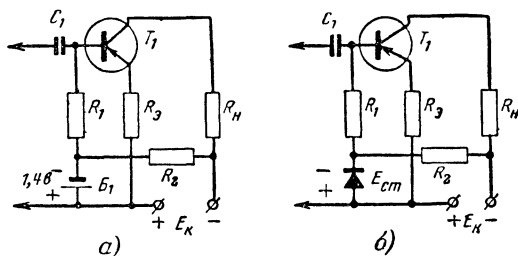


Рис. 7. Схемы стабилизации напряжения смещения.
а — с помощью батареи; б — с помощью диода.

В первой схеме для предотвращения частой замены батареи смещения и возможности применения батареи малой емкости (а следовательно, и габаритов) батарея смещения подзаряжается от источника коллекторного питания через сопротивление R_2 .

В схеме со стабилизирующими диодами для получения температурной стабильности усилительных каскадов напряжение смещения должно быть не менее 1,2—1,4 в. Стабилитронов на такое напряжение нет, поэтому приходится применять последовательное включение двух кремниевых диодов (типа Д101-106) с использованием их прямого сопротивления. Напряжение стабилизации при этом получается около 1,4 в при токе через диоды 1—3 ма. При изменении напряжения питания от 9 до 4,5 в напряжение смещения изменяется на 10—15%. Более высокую стабильность напряжения смещения можно получить с диодами типа Д201-210. Однако эти диоды имеют большие габариты и сравнительно большой ток, что позволяет их использовать только в приемниках относительно высокого класса.

При применении диодов Д210 изменение питающего напряжения в пределах от 9 до 4 в приводит к изменению напряжения смещения не более чем на 2%.

Входные цепи и контуры

Основное отличие входных контуров и контуров фильтров промежуточной частоты транзисторных приемников от аналогичных контуров ламповых приемников состоит в том, что они нагружаются относительно небольшими входными и выходными сопротивлениями транзисторов. Поэтому для согласования сопротивлений требуется частичное подключение входов и выходов каскадов к контурам.

Входное сопротивление часто согласуют путем автотрансформаторной связи базы транзистора с катушкой контура (рис. 8, а). Коэффициент включения базы в контур (в отношении числа витков

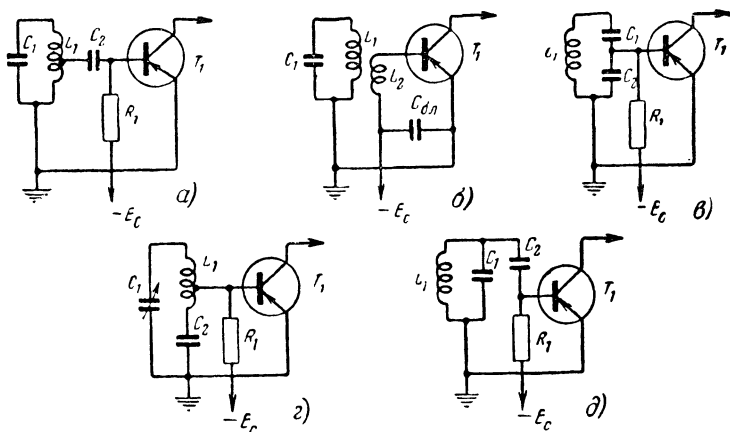


Рис. 8. Схемы связи транзисторов с контурами.
а — автотрансформаторная; б — индуктивная; в — внутримемкная; г — комбинированная; д — внешнемемкная.

катушки до отвода к полному числу витков) определяется по формуле

$$p = \sqrt{\frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{рез}}}} = \frac{n_2}{n_1},$$

где $R_{\text{вх}}$ — входное сопротивление транзистора на рабочей частоте;
 $R_{\text{рез}}$ — резонансное сопротивление ненагруженного контура;
 n_1 — число витков катушки контура;
 n_2 — число витков катушки связи.

При этом получается оптимальное согласование по мощности. Однако величина добротности контура и, следовательно, его избирательные свойства ухудшаются в 2 раза. В ряде случаев приходится основное внимание уделять избирательным свойствам контуров в ущерб коэффициенту усиления каскада. В тех случаях, когда необходимо получить вполне определенную полосу пропускания нагруженных контуров, коэффициент включения следует рассчитывать по формуле

$$p = \sqrt{\frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{рез}}} \left(\frac{\Delta f}{\Delta f_0} - 1 \right)},$$

где Δf — требуемая полоса пропускания;

Δf_0 — полоса пропускания ненагруженного контура.

Подобным же способом рассчитывают коэффициенты включения и для других видов связи транзисторов с контурами. На рис. 8, б приведена схема индуктивной (трансформаторной) связи. Такая схема применима только при коэффициенте связи между катушками L_1 и L_2 , близком к единице. В случае применения рамочной антенны или входного контура, катушка которого выполнена на каркасе без ферромагнитного сердечника, получить необходимый коэффициент связи не удастся.

При малой величине связи будет низкий коэффициент передачи, а следовательно, и низкая чувствительность приемника. В этой схеме возможно образование настроенного контура, состоящего из катушки связи, емкостей монтажа и входа транзистора. Резонансная частота этого контура может оказаться в пределах принимаемого диапазона, что приведет к неравномерному коэффициенту передачи по диапазону. Если частота этого контура будет находиться за пределами принимаемого диапазона, то это может привести в отдельных случаях к помехам от радиостанций, работающих на этих частотах.

Связь с использованием емкостного делителя находит широкое применение в усилителях промежуточной частоты, контуры которых настроены на фиксированную частоту (рис. 8, в). В усилителях высокой частоты такая схема применяется реже, так как связь между контуром и входом транзистора здесь зависит от величины емкости переменного конденсатора контура. При емкостной связи под коэффициентом включения понимается отношение C_1 и C_2 . Иногда этот вид связи комбинируют с трансформаторной или автотрансформаторной для выравнивания коэффициента передачи входного контура или усиления в усилителях высокой частоты (рис. 8, г).

Вариант емкостной связи, приведенный на рис. 8, д, применяется главным образом в усилителях промежуточной частоты и в при-

емниках прямого усиления с обратной связью и малым перекрытием по диапазону частот. В тех случаях, когда максимальная емкость блока переменных конденсаторов имеет величину порядка 350—500 пф, эта связь может найти применение и в супергетеродинных приемниках.

В случае применения внешней антенны коэффициент передачи входного контура рассчитывают по обычным для ламповых приемников формулам, а затем умножают на коэффициент включения цепи базы транзистора:

$$K_{п.т.} = 0,5pK_{п.л.},$$

где $K_{п.л.}$ — коэффициент передачи входной цепи лампового приемника;

$K_{п.т.}$ — то же транзисторного.

Коэффициент 0,5 учитывает уменьшение добротности входного контура при оптимальном согласовании с входным сопротивлением транзистора.

При применении ферритовых антенн сначала определяют действующую высоту антенны по формуле

$$h_d = 1,7 \cdot 10^{-6} f d^2 n \mu_e,$$

где h_d — действующая высота антенны, м;

f — частота, МГц;

d — диаметр стержня антенны, см;

n — число витков катушки;

μ_e — коэффициент, определяющий магнитные свойства сердечника, для большинства применяемых в транзисторных приемниках антенн (с отношением длины сердечника к его диаметру < 10) $\mu_e = 75$.

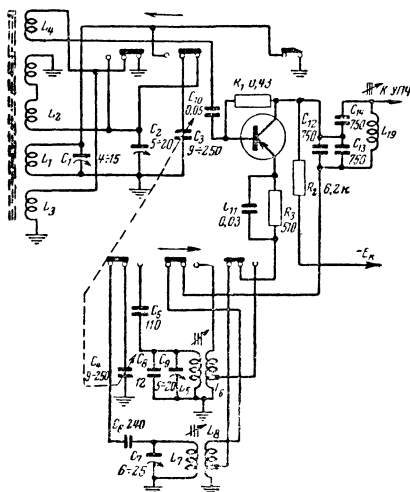


Рис. 9. Схема коммутации контуров в приемнике «Атмосфера»;

Затем рассчитывают напряжение на базе входного транзистора для случая оптимального согласования:

$$U_{\text{вх}} = 0,5 E Q_0 p,$$

где E — заданная чувствительность приемника, мкв/м ;

Q_0 — добротность ненагруженного контура ферритовой антенны.

Разумеется, оптимальное согласование возможно лишь в одной точке диапазона, поэтому согласование обычно выполняют на средней частоте каждого поддиапазона приемника.

Дополнительные отводы во входных контурах, предназначенные для согласования нагрузок, приводят к необходимости усложнять переключатель диапазона приемника. Обычно применяемая схема коммутации входных контуров транзисторного приемника с ферритовой антенной приведена на рис. 9. Эта схема применяется в ряде промышленных приемников («Нева», «Атмосфера»). В радиоби-

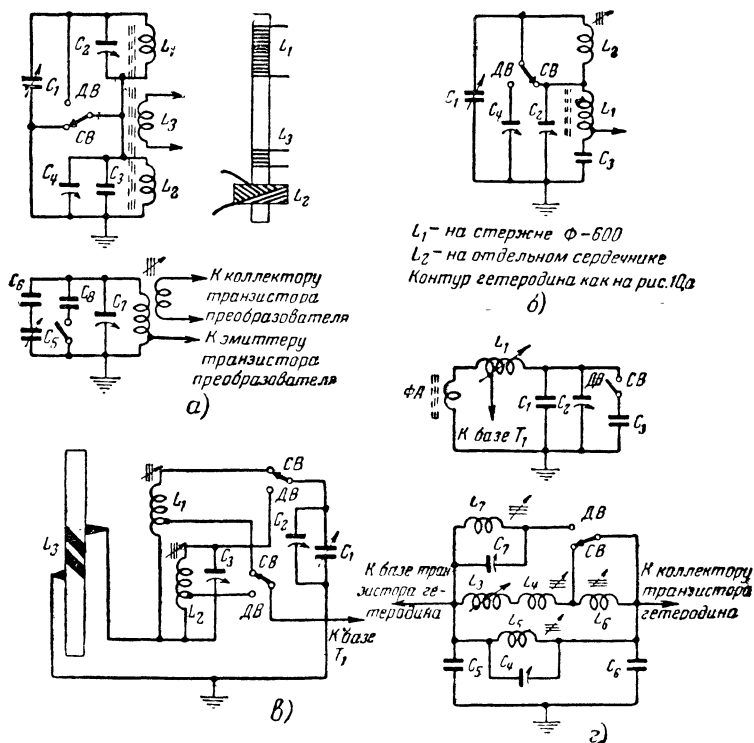


Рис. 10. Упрощенные схемы коммутации контуров. а — с расположением катушек на одном стержне; б — с размещением длинноволновой катушки в отдельном сердечнике; в — с автотрансформаторной связью с магнитной антенной; г — с использованием ферровариометров для настройки.

Данные контур

| Тип сердечника и каркаса | Число витков катушки входного контура | | | | | |
|--|---|------|------|---|-------|-------|
| | Средние волны $C_{\text{макс}}, \text{пф}$ | | | Длинные волны $C_{\text{макс}}, \text{пф}$ | | |
| | 150 | 250 | 500 | 150 | 250 | 500 |
| СБ-1А | 160 | 125 | 98 | — | — | 290 |
| СБ-М | 165 | 130 | 100 | — | — | 290 |
| Двухсекционный с ферритовым подстроечником | 2×85 | 2×65 | 2×50 | — | — | — |
| Четырехсекционный с ферритовым подстроечником | 4×75 | 4×60 | 4×43 | — | 41×70 | 4×120 |
| Кольцо Ф-600, $d=7 \text{ мм}$, зазор $2 \times 0,05 \text{ мм}$. . | 145 | 115 | 80 | 500 | 390 | 270 |
| Стержень Ф-600, $d=8 \text{ мм}$ $l=100 \text{ мм}$ | 100 | 75 | 50 | 5×65 | 5×55 | 4×45 |
| Стержень Ф-600 $d=8 \text{ мм}$, $l=160 \text{ мм}$ | 90 | 60 | 42 | 5×60 | 5×50 | 4×40 |

тельских приемниках такое усложнение переключателя иногда вызывает необходимость отказаться от второго диапазона.

На рис. 10 приведен ряд схем коммутации входных контуров упрощенного типа. В них принят укороченный длинноволновый диапазон (150—300 кГц). В схемах на рис. 10, а и б показано расположение катушек на стержне магнитной антенны для получения оптимальных условий работы. В схемах на рис. 10, в и г на стержень антенны намотаны всего два витка провода, что упрощает коммутацию (по сравнению со схемой на рис. 9) и позволяет в качестве элемента настройки применять ферровариометр. Такой способ включения магнитной антенны снижает ее эффективность, но в тем меньшей степени, чем меньше добротность катушек L_1 , L_2 отличается от добротности тех же катушек при выполнении их на ферритовом стержне. Некоторые другие виды коммутации контуров приведены в параграфе «Преобразователи частоты».

Количество витков катушек входных и гетеродинных контуров на различных ферритовых стержнях и ферромагнитных сердечниках приведено в табл. 2.

В этой же таблице приведено количество витков контуров промежуточной частоты. В ряде случаев имеет смысл выполнять катушки контуров промежуточной частоты на умышленно сломанных, а затем склеенных с зазором 0,05—0,10 мм ферритовых кольцах диаметром 7 мм. При начальной магнитной проницаемости сердечников

| Число витков катушки контура гетеродина | | | | | | Число витков катушки контура ПЧ | | | $L_{св,э}/L_{св,к}$ число витков | |
|---|------|------|---------------------------------|------|------|---|------|-------|-------------------------------------|------|
| Средние волны $C_{макс}, пф$ | | | Длинные волны $C_{макс}, пф$ | | | (для $f_{пр}=465 кГц$) $C, пф$ | | | | |
| 150 | 250 | 500 | 150 | 250 | 500 | 250 | 500 | 1 000 | СВ | ДВ |
| 120 | 105 | 75 | 175 | 145 | 110 | 150 | 110 | 80 | 2/7 | 2/7 |
| 125 | 110 | 75 | 180 | 150 | 115 | 155 | 115 | 82 | 2/7 | 2/7 |
| 2×60 | 2×50 | 2×40 | 2×90 | 2×70 | 2×55 | 2×80 | 2×50 | 2×40 | 2/10 | 2/10 |
| 4×60 | 4×40 | 4×30 | 4×80 | 4×60 | 4×45 | 4×70 | 4×50 | 4×35 | 3/15 | 3/15 |
| 110 | 85 | 60 | 170 | 135 | 95 | 130 | 89 | 61 | 2/10 | 2/10 |
| Емкость сопрягающего конденсатора, пф | | | | | | Катушка связи базы транзистора с контуром, число витков | | | | |
| 130 | 240 | 470 | 75 | 91 | 180 | — | — | — | 10 | 20 |
| Емкость подстроенного конденсатора, пф | | | | | | | | | | |
| — | — | 10 | 12 | 22 | 43 | — | — | — | 8 | 16 |

$\mu=600$ и указанных зазорах добротность катушек на частоте 465 кГц достигает 140.

Усилители высокой и промежуточной частоты

Избирательность по соседнему каналу и чувствительность супергетеродинного приемника в основном определяются характеристиками тракта усиления промежуточной частоты. Так как промежуточная частота должна лежать вне принимаемого диапазона частот, то у большинства современных приемников она имеет значения в пределах 110—128 и 445—472 кГц.

Необходимая полоса пропускания и избирательность по соседнему каналу достигаются соответствующим выбором добротности контуров усилителя. Требуемая величина добротности контуров легко может быть получена для обоих значений промежуточных частот, поэтому промежуточную частоту в ламповом приемнике обычно выбирают, исходя из необходимой избирательности по зеркальному каналу.

В транзисторных приемниках приходится считаться с изменениями параметров транзисторов от частоты (рис. 5), что накладывает дополнительные требования на выбор промежуточной частоты. При отсутствии нейтрализации проходной емкости база—коллектор максимально допустимый коэффициент усиления по напряжению одного

каскада на транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, должен удовлетворять неравенствам:

$$K_{\text{макс}} < \sqrt{\frac{2S}{C_{б-к} 2\pi f}} \text{ — для однокаскадного усилителя}$$

и

$$K_{\text{макс}} < 0,6 \sqrt{\frac{2S}{C_{б-к} 2\pi f}} \text{ — для многокаскадного,}$$

где S — крутизна характеристики транзистора, величина которой определяется по графикам на рис. 5 в зависимости от частоты, (a/θ) ;

$C_{б-к}$ — емкость перехода база — коллектор, (Φ) ;

f — частота, на которой работает усилительный каскад, (гц) .

В обоих случаях под коэффициентом усиления подразумевается отношение напряжения на контуре, включенном в цепь коллектора, к напряжению на контуре, включенном в цепь базы, при одинаковых контурах. Нетрудно убедиться, что для транзисторов П15 он равен 50 на частоте 110 кГц и 25 на частоте 465 кГц, а для транзисторов П402 соответственно 100 и 50.

Для получения чувствительности приемника 0,5 мВ/м (достаточной для приема большого количества отдаленных радиостанций на магнитную антенну) коэффициент усиления высокочастотного тракта должен быть около 1000.

Очевидно, эта величина может быть достигнута в двухкаскадном усилителе ПЧ на частоте 110 кГц для транзисторов П15 и на частоте 465 кГц для транзисторов П402. Учитывая стоимость транзистора П402, радиолюбителю следует решать, применять ли транзисторы П402 или мириться с понижением избирательности по зеркальному каналу и строить усилитель ПЧ на частоту 110 кГц с транзисторами П15.

Так как коэффициент усиления каскада ограничивается требованием отсутствия самовозбуждения, приходится прибегать к частичному подключению контура в коллекторную цепь транзистора или снижать резонансные сопротивления контуров. Это позволяет не учитывать шунтирующее действие выходного сопротивления транзисторов и упрощает расчет усилительного каскада. Оптимальное согласование контура (в цепи базы) с входным сопротивлением транзистора достигается при условии

$$p_1 = \sqrt{\frac{R_{вх}}{R_{рез1}}},$$

где p_1 — коэффициент включения контура в базовой цепи транзистора;

$R_{вх}$ — входное сопротивление транзистора;

$R_{рез1}$ — резонансное сопротивление ненагруженного контура.

Тогда коэффициент включения контура в коллекторной цепи будет иметь величину

$$p_2 = \sqrt{\frac{K_{\text{макс}}}{SR_{рез2}}},$$

где p_2 — коэффициент включения контура в коллекторной цепи транзистора;

S — крутизна характеристики транзистора на данной частоте;
 $R_{рез2}$ — резонансное сопротивление нагруженного контура в цепи коллектора.

При малом резонансном сопротивлении контуров и полном включении их в коллекторные цепи приходится отходить от условий оптимального согласования контура в цепи базы с входным сопротивлением транзистора. В этом случае коэффициент включения следует определять из выражения

$$p_1 = \sqrt{\frac{1}{R_{рез1} R_{рез2} S^2 \pi f C_{б-к}}}$$

сначала для второго каскада (при двухкаскадном усилителе промежуточной частоты), а после определения резонансного сопротивле-

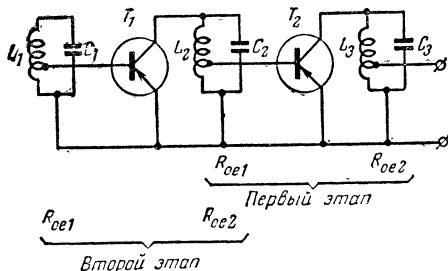


Рис. 11. Схема двухкаскадного усилителя промежуточной частоты (цепи постоянного тока отсутствуют).

ния контура $L_2 C_2$ (рис. 11) с учетом влияния входного сопротивления транзистора T_2 по формуле

$$R_{рез2} = \frac{\frac{R_{вх}}{p_1^2} R_{рез}}{\frac{R_{вх}}{p_1^2} + R_{рез1}}$$

для первого.

Аналогично рассчитывают коэффициент включения базы транзистора T_1 . Во всех приведенных расчетах допускается, что коэффициент усиления одного каскада при практическом выполнении равен предельно допустимому. Необходимый запас устойчивости усиления будет обеспечен, если при расчетах максимально возможного усиления пользоваться параметрами транзисторов (крутизна характеристики), приведенными на графике рис. 5, так как при построении его были взяты крайние значения величин параметров, большинство которых, например величина емкости база — коллектор, на самом деле примерно в 1,5 раза меньше.

Избирательность усилителя промежуточной частоты рассчитывают по обычным формулам для ламповых приемников. При расчете следует учитывать реальную величину добротности контуров, нагруженных входными сопротивлениями транзисторов.

Коэффициент усиления всего усилителя, т. е. отношение напряжения на входе детекторного каскада к напряжению на базе первого каскада усилителя ПЧ, равен:

$$K_{\text{общ}} = K_1 p_1 K_2 p_2 \dots K_n p_n p_{\text{дет}}.$$

При применении схемы включения транзисторов с общей базой их входные и выходные сопротивления изменяются и на частотах диапазонов средних и длинных волн имеют в среднем следующие значения: $R_{\text{вх}} = 60-30 \text{ ом}$; $R_{\text{вых}} = 500-2000 \text{ ком}$.

Значительная величина выходного сопротивления позволяет в большинстве случаев осуществлять полное включение контуров в коллекторные цепи. Допустимый коэффициент усиления (U_K/U_a) значительно возрастает, тогда как общий коэффициент усиления остается прежним из-за малых величин коэффициентов включения эмиттерных цепей транзисторов.

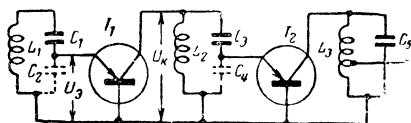


Рис. 12. Схема двухкаскадного усилителя промежуточной частоты (цепи питания отсутствуют).

На рис. 12 приведена схема двухкаскадного усилителя промежуточной частоты на транзисторах, включенных по схеме с общей базой. Необходимость в малых коэффициентах включения цепи эмиттера в соответствующие контуры не всегда позволяет воспользоваться индуктивной (автотрансформаторной) связью, поэтому в рассматриваемой схеме часто приходится применять емкостную связь.

Большая емкость эмиттер — база позволяет исключить конденсаторы C_2 , C_4 (обозначенные на схеме пунктиром).

Коэффициент усиления каскада, выполненного по схеме с общей базой, равен:

$$K = SR'_{\text{рез}},$$

где $R_{\text{рез}}$ — сопротивление нагруженного контура.

Предельный устойчивый коэффициент усиления каскада на частотах 110—465 кГц практически недостижим при использовании обычных контуров и высокочастотных транзисторов, включенных по схеме с общей базой. Поэтому такие усилители работают весьма стабильно. Однако трудности получения требуемого коэффициента включения и небольшой коэффициент усиления по мощности ограничивают область применения таких усилителей.

К узкополосным (резонансным) усилителям ПЧ относится и схема усилителя, приведенная на рис. 13. Это так называемая каскодная схема, отличительные особенности которой состоят в относительно высоком входном сопротивлении, практически полном отсутствии реакции через проходную емкость выходного контура на входной и очень большим выходным сопротивлением. Последнее обстоятельство позволяет применять в каскадах усиления ПЧ стан-

дартные фильтры ПЧ с малыми величинами емкости в контуре. При изготовлении каскодных схем необходимо следить за тем, чтобы величина емкости монтажа (вход-выход усилителя) была малой. Так, например, при близком расположении транзисторов T_1 и T_2 , входя-

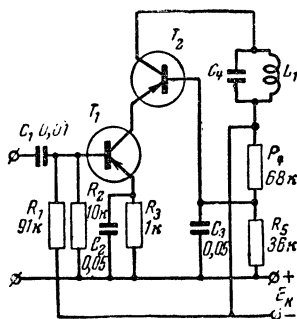


Рис. 13. Каскодная схема усилителя промежуточной частоты.

щих в схему, между ними следует устанавливать экран. Каскодные схемы находят широкое применение в диапазонных усилителях высокой частоты. Коэффициент усиления каскодной схемы равен:

$K = SR'_{\text{рез}}$ (база первого транзистора — коллектор второго),
или

$$K = p_1 SR'_{\text{рез}} \text{ с контура на контур,}$$

где p_1 — коэффициент включения базы первого транзистора.

Как уже упоминалось при рассмотрении функциональных схем транзисторных приемников прямого усиления, в большинстве из них в качестве единственного избирательного элемента служит контур, катушка которого намотана на стержне ферритовой антенны. Это дает возможность применять широкополосные усилители высокой частоты, которые обладают несомненной простотой по сравнению с узкополосными усилителями, в которых за каждым усилительным каскадом следуют настроенные контуры.

Благодаря большой величине крутизны характеристики современных высокочастотных транзисторов широкополосный усилительный каскад обладает сравнительно большим коэффициентом усиления (15—150) и весьма прост в изготовлении и налаживании.

На рис. 14 приведены схемы широкополосных усилителей высокой частоты. Эти же схемы можно использовать для усиления промежуточной частоты в супергетеродинных приемниках. В схеме, приведенной на рис. 14, а, напряжение высокой частоты с части контурной катушки L_1 , намотанной на стержне ферритовой антенны или контура промежуточной частоты, через разделительный конденсатор C_2 подводится к базе транзистора T_1 , в коллекторной цепи которого включены сопротивления нагрузки R_2 и детекторный каскад на диодах D_1 и D_2 по схеме удвоения напряжения. Эту схему следует применять в тех случаях, когда напряжение питания коллекто-

ра имеет значительную величину 6—9 ω , при этом оказывается возможным выбрать сопротивление R_2 сравнительно большим (4—7 ком).

При малых уровнях сигнала коэффициент усиления такого усилителя определяется только величиной сопротивления нагрузки тран-

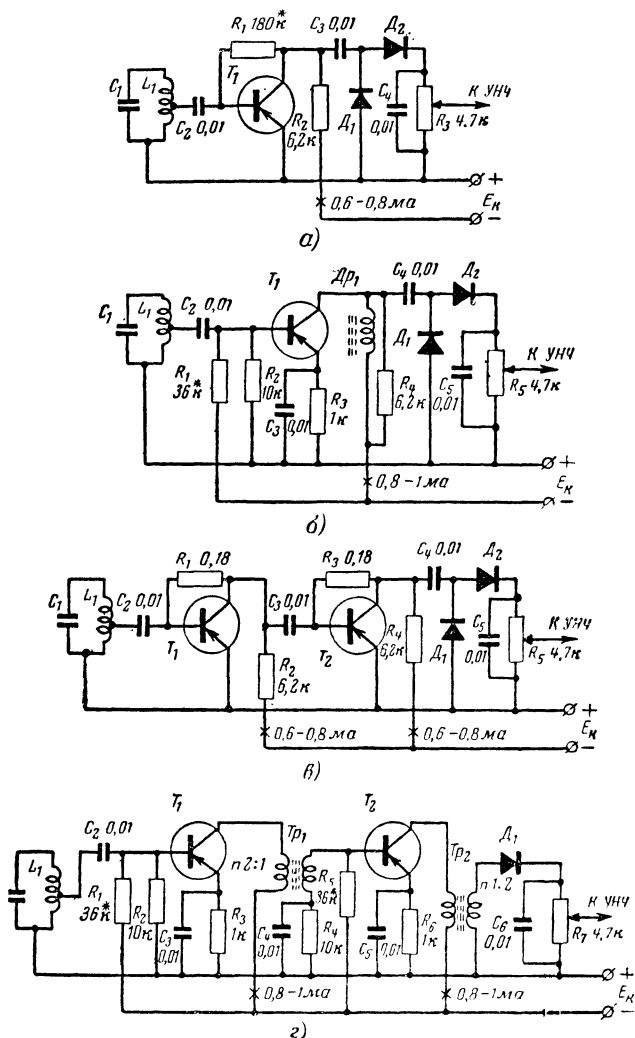


Рис. 14. Схемы апериодических усилителей высокой частоты.
 а — однокаскадная с активным сопротивлением нагрузки; б — то же с дросселем ВЧ; в — двухкаскадная на сопротивлениях; г — двухкаскадная с согласующими трансформаторами.

зистора, так как в этом случае входное сопротивление детекторного каскада велико (20—30 ком) и практически не шунтирует сопротивление нагрузки. При больших уровнях сигнала входное сопротивление детекторного каскада уменьшается до 1—2 ком и транзистор работает практически только на входное сопротивление детектора. Коэффициент усиления приведенной схемы лежит в пределах 30—150 в зависимости от частоты и типа транзистора. Температурная стабилизация режима осуществляется сопротивлением R_1 , включенным между коллектором и базой транзистора, благодаря возникающей при этом отрицательной обратной связи по постоянному току.

При низком питающем напряжении для этих же целей применяют схему, показанную на рис. 14,б. В коллекторной цепи транзистора включен дроссель $Др_1$ индуктивностью 2—5 мГн, выполненный на тороидальном ферритовом сердечнике ($\mu=1000$) диаметром 7—10 мм.

Благодаря шунтирующему действию сопротивления R_4 дроссель обеспечивает работу транзистора в широком диапазоне частот.

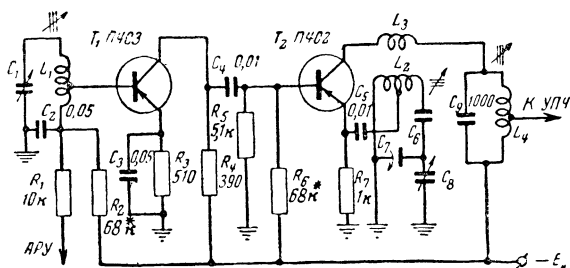


Рис. 15. Схема высокочастотного и преобразовательного каскадов супергетеродинного приемника.

На рис. 14,в приведена схема двухкаскадного широкополосного усилителя высокой частоты, где первый и второй каскады аналогичны усилителю, показанному на схеме рис. 14,а. Усилитель прост в изготовлении и налаживании и обладает коэффициентом усиления (400—1000), достаточным для хорошей работы детекторного каскада, даже при приеме относительно слабых сигналов. Еще лучшие результаты можно получить от схемы на рис. 14,г. Применение трансформаторов Tr_1 и Tr_2 позволяет получить лучшие, чем в предыдущей схеме, условия согласования выхода транзистора T_1 с входом транзистора T_2 и выхода транзистора T_2 с входным сопротивлением детекторного каскада, а следовательно, большее усиление на каскад.

Широкополосные усилители высокой частоты можно применять не только в приемниках прямого усиления, но и в супергетеродинах. Примером этому может служить схема, изображенная на рис. 15. Для нормальной работы преобразователя частот величина сопротивления нагрузки транзистора T_1 должна быть не более 500 ом, коэффициент усиления такого каскада при применении транзисторов П402 или П403 в диапазоне средних волн составляет 15—30. Менее высокочастотные транзисторы для работы в усилителе по такой схеме непригодны.

При использовании широкополосных усилителей в качестве усилителей ПЧ супергетеродинных приемников (выполняемых, например, по функциональным схемам на рис. 1, в, г) следует учитывать, что благодаря широкой полосе пропускания напряжения частоты гетеродина, просочившееся через фильтр сосредоточенной селекции, может перегрузить усилитель и тем самым снизить его усиление. Это особенно относится к двухкаскадным усилителям. При автоматической регулировке усиления выделившаяся на детекторе АРУ постоянная составляющая может запереть охваченный АРУ транзистор и резко снизить усиление всего тракта или привести к релаксационным колебаниям в систему АРУ.

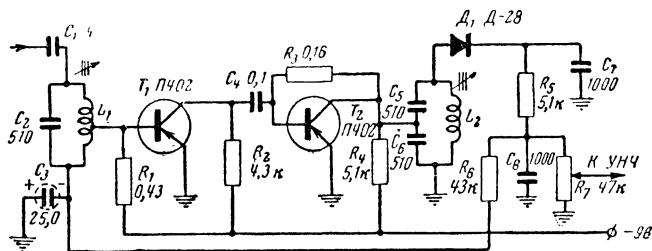


Рис. 16. Схема усилителя ПЧ приемника «Атмосфера».

Более устойчиво работает усилитель ПЧ по схеме, предложенной ИРПА (рис. 16). Эта схема нашла применение в серийно выпускаемом приемнике «Атмосфера». Применение на выходе усилителя настроенного контура L_2 , C_5 , C_6 сужает полосу пропускания второго каскада до 80—40 кГц и, следовательно, исключает возможность усиления сигналов, отличающихся от промежуточной частоты. Коэффициент усиления приведенной схемы можно несколько увеличить путем лучшего согласования транзистора T_1 с транзистором T_2 введением в качестве элемента междукаскадной связи трансформатора или автотрансформатора (рис. 14) и более правильного согласования транзистора T_2 с детекторным каскадом, как это сделано в приемниках «Гаурия» и «Нева». При этом одновременно несколько возрастает избирательность тракта усилителя промежуточной частоты благодаря меньшему шунтированию контура L_2 , C_5 , C_6 входным сопротивлением детектора при приеме сигналов с большим уровнем.

Детекторные каскады и схемы АРУ

В большинстве современных транзисторных приемников применяется диодное детектирование. Работа полупроводниковых диодов в детекторных каскадах транзисторных приемников существенно отличается от работы аналогичных диодов в ламповых приемниках. Это отличие заключается в том, что детекторные каскады, как правило, работают при малых значениях подводимого высокочастотного напряжения (50—300 мВ) и с малыми величинами сопротивлений нагрузки (2—15 ком). Это вызвано, во-первых, необходимостью согласования детекторного каскада с входом транзисторного усилителя

НЧ, входное сопротивление которого лежит в указанных пределах, и, во-вторых, стремлением получить максимальную чувствительность приемника.

При применении диодов, например, Д9А, Д2Б при небольшом положительном смещении и напряжении сигнала, подводимого к детектору 100—150 мВ (с глубиной модуляции 30—80%), нелинейные искажения не превышают 2—5%, что вполне допустимо при работе приемника у порога чувствительности. С повышением напряжения сигнала до 0,2—0,3 В с нелинейными искажениями детекторного каскада практически можно не считаться. Напряжение низкой частоты на выходе детекторного каскада выражается формулой

$$U_{н.ч} = U_{в.ч} mK,$$

где m — коэффициент модуляции;

K — коэффициент передачи детектора;

$U_{в.ч}$ — напряжение высокой частоты.

Коэффициент передачи детектора зависит практически линейно от подводимого напряжения и изменяется от 0 до 0,6 при изменении напряжения от 0 до 0,3 В, например при 0,1 В $K=0,2$.

Входное сопротивление диодного детектора, выполненного по схеме на рис. 17, а, определяется из выражения

$$R_{вх} = \frac{R_n}{2K},$$

где R_n — сопротивление нагрузки.

Очевидно, что с изменением входного напряжения будет изменяться и входное сопротивление детекторного каскада. Этим можно

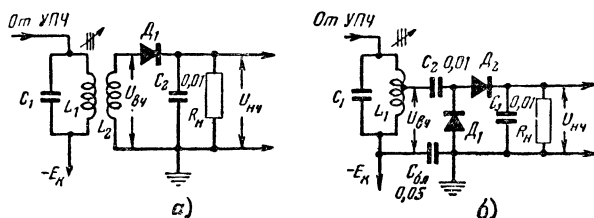


Рис. 17. Схемы диодных детекторов.
а — однополупериодная; б — двухполупериодная с удвоением напряжения.

воспользоваться для автоматической регулировки усиления при приеме слабых сигналов, когда величина постоянного напряжения на выходе детекторного каскада недостаточна для того, чтобы сместить рабочую точку транзистора на участок с меньшей крутизной характеристики. Для получения эффекта автоматической регулировки усиления при малых сигналах необходимо, чтобы последний каскад усиления промежуточной частоты работал непосредственно на входное сопротивление детекторного каскада, которое, уменьшаясь с увеличением входного напряжения, снижает коэффициент усиления транзисторного каскада.

Для максимального использования усилительных свойств каскадов усиления высокой или промежуточной частоты следует считать минимально допустимым напряжением, подводимым к детектору, 60—80 мВ. При этом коэффициент передачи детектора составляет приблизительно 0,15 и коэффициент включения детекторного каскада в контур можно подсчитать по формуле

$$p_{\text{дет}} = \sqrt{\frac{R_{\text{н}}}{0,3 R_{\text{рез}}}},$$

где $R_{\text{рез}}$ — эквивалентное сопротивление ненагруженного контура.

В любом другом случае

$$p_{\text{дет}} = \sqrt{\frac{R_{\text{вк}}}{R_{\text{рез}}}}.$$

Применение детекторного каскада по схеме на рис. 17, а не всегда желательно из-за большого уровня высокочастотного напряжения, «просачивающегося» на выход детектора. Это напряжение, дополнительно усиливаясь в усилителе низкой частоты, часто приводит к возникновению самовозбуждения. Особенно заметно влияние этого «просачивания» в приемниках прямого усиления при работе на низкочастотном конце диапазона из-за возможной связи между ферритовой антенной и выходным трансформатором или громкоговорителем.

На рис. 17, б приведена схема двухполупериодного детекторного каскада, позволяющая в значительной мере устранить указанный недостаток. При этом напряжение низкой частоты на выходе каскада составляет:

$$U_{\text{н.ч}} = 2 U_{\text{в.ч}} m K,$$

а входное сопротивление

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_{\text{н}}}{4K}.$$

Применение схемы, приведенной на рис. 17, б, позволяет непосредственно подключать детекторный каскад к выходу усилителя высокой (промежуточной) частоты.

Кроме диодных детекторов, в экономичных малогабаритных приемниках применяются триодные детекторы с совмещением выпрямительных и усилительных свойств в одном транзисторе.

На рис. 18, а приведена схема детекторного каскада, пригодного для применения как в приемниках прямого усиления, так и в супергетеродинах. Детектор, выполненный по этой схеме, работает аналогично ламповому сеточному детектору и обладает высокой чувствительностью к малым сигналам. Транзистор обязательно должен быть высокочастотный (П401—П403).

Применение положительной обратной связи (рис. 18, б) позволяет значительно повысить чувствительность детекторного каскада и благодаря этому уменьшить количество каскадов усиления высокой или промежуточной частоты или даже совсем отказаться от них. Коэффициент включения базы транзистора в контур выбирается порядка 0,2—0,5. Именно это обстоятельство позволяет получить зна-

чительное усиление от действия обратной связи. Эта схема при применении транзистора П403 позволяет использовать детектор вплоть до частот коротковолнового диапазона¹.

Схемы детекторов на транзисторах, аналогичных ламповому анодному детектору, несмотря на некоторое их распространение несколько лет тому назад, применять нецелесообразно из-за меньшего усиления, больших трудностей установления оптимальной рабочей точки и плохой температурной стабильности.

Выпрямленное напряжение несущей частоты принимаемой радиостанции в транзисторных приемниках, так же как и в ламповых, используется для автоматической регулировки усиления (АРУ).

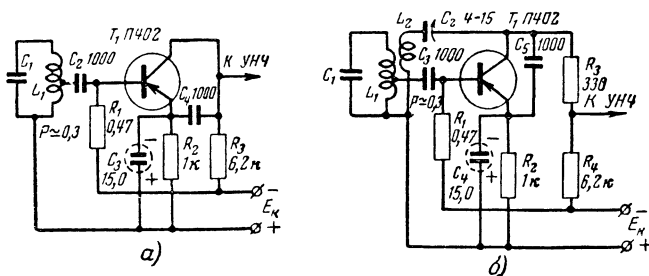


Рис. 18. Схемы детекторных каскадов на транзисторах.
а — триодный детектор; б — с обратной связью.

В простейшем случае регулировкой охватывается один каскад усиления промежуточной (высокой) частоты. Так как для уменьшения крутизны характеристики транзисторов типа *p-n-p* необходимо положительное напряжение смещения, то диод детекторного каскада должен быть включен в соответствующей полярности. На схемах рис. 17 положительное напряжение регулировки может быть снято с сопротивления нагрузки детектора.

Ток базы транзистора — усилителя высокой частоты, во-первых, уменьшает степень регулировки из-за потерь в фильтре АРУ и, во-вторых, при подсоединении нескольких базовых цепей (через соответствующие фильтры) к детекторному каскаду уменьшается его коэффициент передачи вследствие уменьшения величины сопротивления нагрузки, шунтируемой сопротивлениями фильтров. По этим причинам в транзисторных приемниках прибегают к несколько иным схемным решениям, чем в ламповых.

На рис. 19 приведена система эффективно действующей автоматической регулировки усиления. Здесь выпрямленное напряжение сигнала снимается с сопротивлений нагрузки R_6 и R_7 детекторного каскада, выполненного по схеме с удвоением напряжения на диодах D_1 и D_2 , и через фильтр звуковых частот ($R_8 C_2$) подводится к базе транзистора T_1 первого каскада усиления промежуточной частоты. При отсутствии сигнала рабочая точка транзистора T_1 устанавли-

¹ При этом, однако, следует иметь в виду, что стабильность работы таких приемников обычно получается низкой, а их налаживание относительно сложным.

вается с помощью сопротивления R_9 . При увеличении входного напряжения промежуточной частоты отрицательное смещение на базе T_1 уменьшается, что приводит к уменьшению тока коллектора транзистора, уменьшению крутизны характеристики и, следовательно, к снижению усиления первого каскада. Рабочая точка второго транзистора T_2 определяется падением напряжения на сопротивлении R_1 в цепи эмиттера первого транзистора. При уменьшении тока через сопротивление R_1 величина напряжения смещения уменьшается, перемещая рабочую точку транзистора T_2 на участок с меньшей кру-

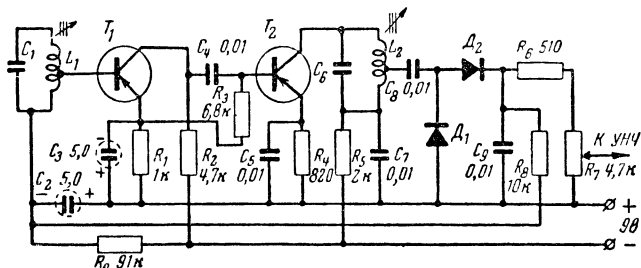


Рис. 19. Схема автоматической регулировки усиления.

тизной и тем самым снижая усиление второго каскада. Таким образом, подавая напряжение АРУ от детекторного каскада только на базу первого транзистора, регулировкой охватываются оба усилительных каскада.

Другой вид АРУ представляет собой метод шунтирования одного или нескольких контуров сопротивлениями, величина которых зависит от уровня принимаемых сигналов. В качестве таких сопротивлений обычно применяют полупроводниковые диоды, величина сопротивления которых зависит от подводимого напряжения. Так как диод при отпирации потребляет некоторую мощность и не может быть подсоединен непосредственно к сопротивлению нагрузки детектора АРУ, обычно для усиления мощности подводимого к диоду напряжения используется транзисторный каскад. Часто функции усилителя постоянного напряжения выполняет транзистор — усилитель промежуточной частоты.

На рис. 20 изображена схема системы АРУ с использованием рассматриваемого способа. В этой схеме выпрямленное напряжение сигнала несущей частоты подводится к базе транзистора T_3 , а усиленное им напряжение с сопротивления R_8 через сопротивление R_2 подводится к базе транзистора T_2 усилителя промежуточной частоты. Конденсатор C_8 фильтрует напряжение низкой частоты. Изменение коллекторного тока транзистора T_2 приводит к уменьшению крутизны его характеристики и, следовательно, к уменьшению коэффициента усиления. Одновременно с этим при уменьшении тока коллектора транзистора T_2 уменьшается падение напряжения на сопротивлении R_4 и ранее запертый диод D_2 отпирается, шунтирует контур, включенный в коллекторную цепь транзистора T_1 , и уменьшает коэффициент усиления преобразовательного каскада. Сопротивление диода D_2 изменяется в пределах от 300 до 700 ком в запертом состоянии и до 0,5—1,5 ком в открытом.

Совместное действие уменьшения крутизны характеристики транзистора T_2 и резонансного сопротивления контура L_1C_1 приводит к достаточно глубокой автоматической регулировке усиления. Соответствующим подбором сопротивлений R_1 и R_4 можно обеспечить работу АРУ с задержкой, открывая диод D_2 при меньших или больших уровнях принимаемого сигнала.

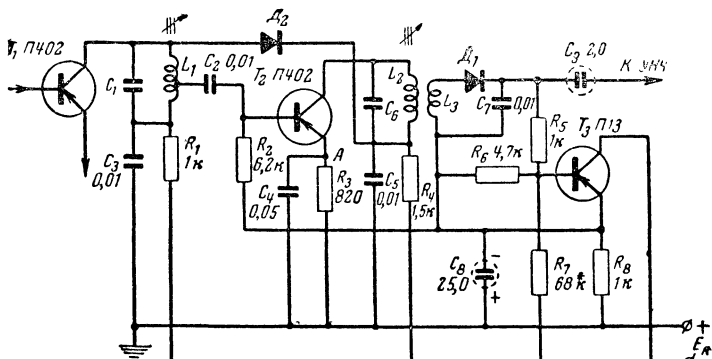


Рис. 20. Схема усиленной автоматической регулировки усиления.

Очевидно, что шунтирование контура L_1C_1 сопротивлением диода D_2 приводит к расширению полосы пропускания тракта промежуточной частоты. Таким образом, кроме того, как бы осуществляется автоматическая регулировка ширины полосы частот, пропускаемых приемником.

При необходимости транзистор T_3 может быть использован в каскаде предварительного усиления низкой частоты, что еще повышает эффективность регулировки. В зависимости от требований, предъявляемых к системе АРУ, те или другие ее элементы могут быть исключены. Например, применив транзистор T_3 в усилителе низкой частоты, можно отказаться от применения диода D_2 . Для усиления действия системы АРУ можно охватить второй каскад усиления промежуточной частоты, снимая напряжение регулирования с сопротивления R_3 (точка A в схеме на рис. 20), ввести дополнительный диод, шунтирующий входной контур, и т. п.

Преобразователи частоты

Благодаря нелинейным входным характеристикам транзисторов, они хорошо работают в частотно-преобразовательных каскадах. Режим каскада преобразователя частоты по постоянному току практически не отличается от режима усилительного каскада. Для получения оптимального режима по переменному току амплитуда переменного напряжения от гетеродина должна быть равной (или несколько превышать) половине напряжения смещения на базе преобразовательного транзистора. У большинства высокочастотных транзисторов при токе коллектора, равном 0,6—1 ма, напряжение сме-

щения составляет 0,2—0,25 в, следовательно, напряжение частоты гетеродина должно быть 0,07—0,1 в.

При этом крутизна преобразования будет в 2 раза меньше крутизны транзистора, работающего в режиме усиления при том же токе коллектора, а входное и выходное сопротивления соответственно в 2 раза больше. Максимальный коэффициент усиления преобразовательного каскада ограничивается возможностью возникновения генерации на частотах, длинноволнового и средневолнового диапазонов, близких к промежуточной частоте.

Для частоты 465 кГц максимальная величина резонансного сопротивления в коллекторной цепи транзистора при оптимальном согласовании базовой цепи с входным контуром равна

$$R_{\text{рез}} \leq \frac{4}{\pi f_{\text{пр}} S R_{\text{вх}}}.$$

В случае применения фильтра промежуточной частоты с большим резонансным сопротивлением коэффициент включения коллектора транзистора в контур равен:

$$p_1 = 2 \sqrt{\frac{K_{\text{макс}}}{S R_{\text{рез}}}},$$

где $K_{\text{макс}}$ — коэффициент устойчивого усиления каскада усиления промежуточной частоты.

Все преобразовательные каскады, в том числе выполненные на транзисторах, можно разделить на преобразователи частоты с отдельным гетеродином и совмещенным гетеродином. На рис. 21 пока-

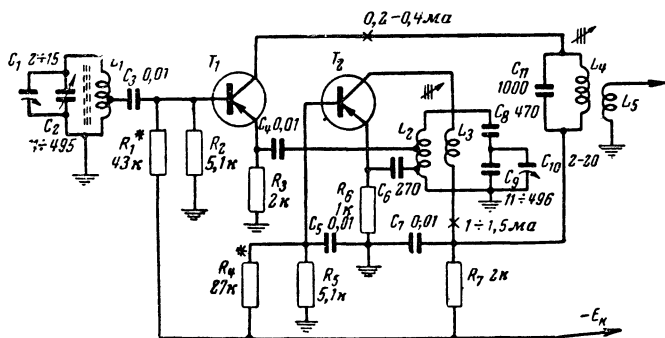


Рис. 21. Схема преобразователя частоты с отдельным гетеродином.

зана довольно распространенная схема преобразовательного каскада (T_1) с отдельным гетеродином (T_2). Напряжение сигнала с входного контура $L_1 C_2$ подается на базу, а напряжение от гетеродина — на эмиттер транзистора преобразователя. На первый взгляд может показаться, что гетеродин собран по обычной схеме с индуктивной связью, однако эта схема гетеродина имеет одну существенную особенность: емкость конденсатора C_6 , служащего для связи контура

с эмиттерной цепью транзистора T_2 , выбрана очень малой. Подбором емкости этого конденсатора удается скомпенсировать фазовый сдвиг тока коллектора по отношению к току эмиттера на частотах, близких к граничной частоте транзистора ($f_{гр}$).

подавляющее большинство транзисторов с относительно невысокой граничной частотой на наивысших частотах гетеродина для диапазона средних волн (2,1 МГц) имеют еще вполне достаточную для генерации крутизну характеристики (рис. 5). Например, транзистор П13 на этой частоте обладает крутизной характеристики 7 ма/в при токе коллектора порядка 1 ма. Применение фазовой компенсации позволяет в данной схеме получить устойчивую генерацию на частотах, превышающих $f_{гр}$ в 2—3 раза.

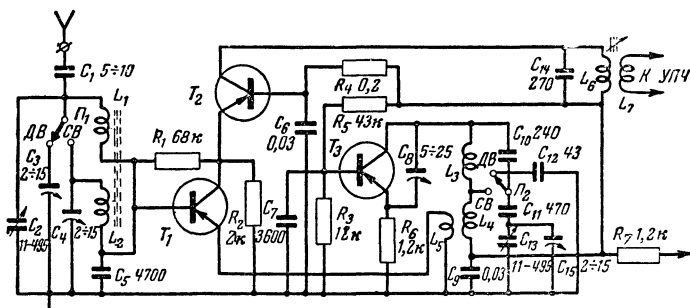


Рис. 22. Схема каскадного преобразователя частоты с отдельным гетеродином.

Один из недостатков описанной схемы преобразователя заключается в склонности к самовозбуждению на частотах, близких к промежуточной, т. е. на крайних частотах средневолнового и длинноволнового диапазонов (из-за значительной величины проходной емкости транзистора T_1). Применение более высокочастотных транзисторов позволяет в значительной мере избавиться от этого недостатка. Другой недостаток заключается в сложности коммутации контура гетеродина в приемниках, где имеется несколько диапазонов. Так, при переходе с одного диапазона на другой только в гетеродинной части схемы приходится одновременно коммутировать до пяти цепей.

Оба недостатка преобразователя, собранного по схеме на рис. 21, в значительной степени устраняются в преобразователе, схема которого изображена на рис. 22. К его особенностям следует отнести применение каскадной схемы, которая позволила почти полностью устранить паразитную обратную связь между входным контуром и контуром фильтра промежуточной частоты и получить большее усиление.

Применение гетеродина с емкостной обратной связью и заземленной по высокой частоте базой транзистора дало возможность избежать большого числа коммутируемых цепей. Емкостный делитель напряжения, подключенный к контуру гетеродина, образован конденсатором C_8 и емкостью эмиттер—база транзистора T_3 . Схема коммутации катушек контуров гетеродина аналогична схемам ламповых приемников, что позволяет использовать типовые гетеродин-

ные катушки. Предельная частота, на которой работает гетеродин по этой схеме, на 30—40% меньше, чем в гетеродине по схеме на рис. 21, поэтому для уверенной работы каскада на средневолновом диапазоне следует выбирать транзисторы с граничной частотой не ниже 1,5 Мгц.

Недостаток схемы гетеродина, приведенной на рис. 22, состоит в увеличении начальной емкости контура (конденсатором C_8) и выходной емкости транзистора, благодаря чему увеличивается максимальная емкость конденсатора переменной емкости, а следовательно, габариты блока конденсаторов.

В преобразователе применена внутримемкостная связь транзистора T_1 с входным контуром, что упрощает схему коммутации.

При переходе с длинноволнового диапазона на средневолновый параллельно катушке L_1 подключается катушка L_2 , благодаря чему общая индуктивность контура уменьшается. Совершенно очевидно, что оба описанных преобразовательных каскада могут иметь другой вид связи с входными контурами и работать с гетеродинами, собранными по любой другой схеме.

К достоинствам схемы преобразователей частоты с отдельными гетеродинами следует отнести простоту налаживания, возможность использования транзисторов с низкой граничной частотой, независимость режимов транзисторов, работающих в схемах преобразователя и гетеродина, и др. Однако для экономии транзисторов, деталей и связанного с ними объема часто применяют схемы совмещенных преобразователей частоты.

Среди большого количества таких схем, применяемых в отечественных и зарубежных приемниках, можно выделить две типовые схемы, показанные на рис. 23. На рис. 23,а приведена схема преобразователя частоты с общим эмиттером. В ней напряжение сигнала и напряжение обратной связи подводятся к базе транзистора. Эта схема почти ничем не отличается от обычной схемы гетеродина с индуктивной обратной связью. Последовательно с напряжением обратной связи, которое снимается с части витков катушки контура гетеродина L_4 , в цепь базы транзистора подводится напряжение сигнала через катушку связи с входным контуром. Связь с входным контуром в этой схеме должна быть обязательно трансформаторная.

Схема преобразователя, изображенная на рис. 23,б, отличается от предыдущей тем, что для входного сигнала транзистор включен по схеме с общим эмиттером, а гетеродин собран по схеме с общей базой. Напряжение сигнала от части витков катушки L_1 подводится к базе транзистора через разделительный конденсатор C_3 . Цепь эмиттера в этом случае для токов входного сигнала практически заземлена, так как сопротивление части контура гетеродина на этой частоте мало. Наоборот, для токов частоты гетеродина часть входного контура $L_1C_1C_2$ представляет собой малое сопротивление и, следовательно, в этом случае заземлена база. Тем не менее даже это небольшое сопротивление в цепи базы разко ухудшает частотные свойства транзисторов, так, например, если гетеродин, собранный по схеме на рис. 21, устойчиво работал до частот, превышающих $f_{гр}$ в 2—3 раза, то преобразователи, выполненные по схемам на рис. 23, а и б, с трудом генерируют частоты 2,1 Мгц (высшая частота гетеродина в диапазоне средних волн) даже при частотах $f_{гр}$, близких к 2 Мгц. Применение фазовой компенсации в данных схемах исключено. Например, уменьшение в схеме на рис. 23,б емкости конден-

сатора C_4 приведет к заметному уменьшению коэффициента усиления преобразовательного каскада из-за возникающей отрицательной обратной связи благодаря падению напряжений входного сигнала и промежуточной частоты на возросшем сопротивлении этого конденсатора.

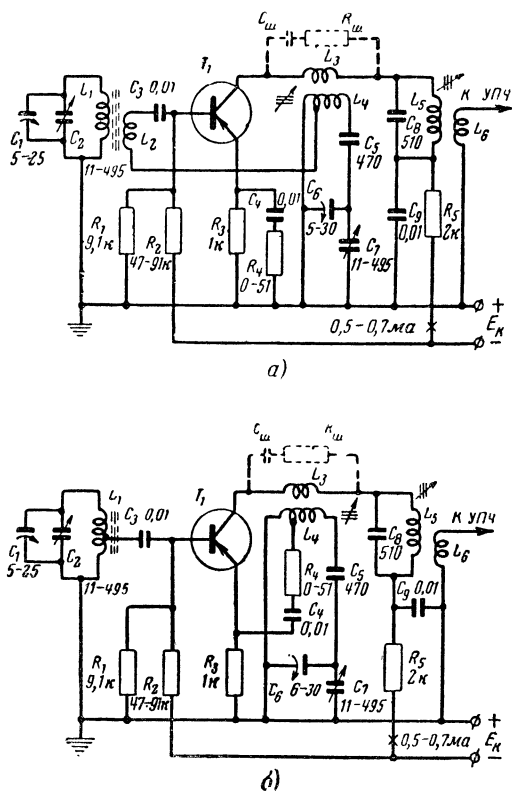


Рис. 23. Схемы преобразователя частоты.
а — с обратной связью в цепи базы; б — с обратной связью в цепи эмиттера.

Для хорошей работы преобразователей, выполняемых по этим схемам, в них следует применять транзисторы с высокой граничной частотой (П403—П406). В обеих схемах последовательно с катушкой связи коллекторной цепи (L_3) включен контур промежуточной частоты. Так как в диапазоне частот гетеродина он представляет собой относительно небольшое сопротивление, то практически не оказывает влияния на нормальную работу преобразователя. Однако возникающее на нем напряжение модулирует сигнал гетеродина частотами, кратными промежуточной частоте. Эти комбинационные частоты

тоты совместно с гармониками гетеродина приводят к появлению большого количества интерференционных свистов при приеме радиостанций на любом диапазоне, тем в большей степени, чем хуже подобран режим работы преобразователя.

Для постоянства напряжения гетеродина по диапазону и предотвращения релаксационных колебаний из-за большой степени обратной связи на высокочастотном конце диапазона иногда в схему вводят отмеченные пунктиром сопротивление $R_{ш}$ и конденсатор $C_{ш}$ (обычно $R_{ш}$ выбирают в пределах 3—6 ком, а $C_{ш}$ 10—25 нф). Эта мера в большинстве случаев нужна только при применении транзисторов с высокой граничной частотой усиления.

Сопроотивления R_4 на схемах рис. 23, а и б служат для предотвращения генерации на частотах, близких к промежуточной или кратным ей. Величину сопротивления подбирают при налаживании схемы. Следует только учесть, что введение в цепь эмиттера сопротивления R_4 , равного 30—50 ом, приводит к уменьшению крутизны характеристики транзистора примерно в 2 раза. Это обстоятельство требует некоторого увеличения числа витков катушки контура гетеродина L_4 , включенных между эмиттером транзистора и концом катушки, подключенным к общему проводу.

Стремление использовать в преобразователях частоты транзисторы с низкой граничной частотой, а также устранить ряд недостатков перечисленных схем привело к созданию каскодных преобразователей частоты, схемы которых приведены на рис. 24.

На рис. 24, а изображена схема каскодного преобразователя с индуктивной обратной связью. Транзистор T_1 используется в схеме усиления (по мощности) входного сигнала, снимаемого с элемента связи с входным контуром. Первый каскад нагружен на малое входное сопротивление транзистора T_2 (30—50 ом), используемого в преобразователе частоты по схеме с общей базой. Включение параллельно нагрузке более высокоомной цепи обратной связи C_4L_3 практически не влияет на коэффициент усиления первого транзистора, относительно высокое выходное сопротивление которого не сказывается на работе гетеродина. Благодаря тому, что выход усилителя (коллектор — эмиттер T_2) непосредственно подключен ко входу преобразователя (эмиттер — база T_1) в цепи обратной связи оказалось возможным включить корректирующий конденсатор C_4 , обеспечив генерирование частот, в 2—3 раза превышающих граничную частоту транзистора, применяемого в каскаде гетеродина (T_2). Выходное сопротивление преобразователя велико (400—500 ком), что позволяет включить в коллекторную цепь транзистора T_2 контур L_1C_5 с большим эквивалентным сопротивлением на резонансной частоте без каких-либо согласующих отводов.

Из-за малой связи между входом первого транзистора и выходом второго, преобразователь устойчиво работает на частотах, близких к промежуточной, а наличие каскада усиления перед преобразователем частоты несколько снижает шумы, уровень комбинационных частот и просачивание сигнала гетеродина в входные цепи приемника. Сопротивление R_4 стабилизирует режим транзистора T_2 при подведении напряжения АРУ к первому транзистору и облегчает подбор режимов обоих транзисторов.

Схема преобразователя на рис. 24, б отличается от предыдущей только гетеродинной частью, которая аналогична схеме, приведенной на рис. 21. Здесь транзистор T_1 также усилитель, а T_2 — смеси-

тель. Благодаря включению конденсатора C_4 после контура фильтра промежуточной частоты проходная емкость эмиттер — коллектор транзистора T_2 остается такой же малой, как и в преобразователе, схема которого изображена на рис. 24, а, благодаря чему преобразо-

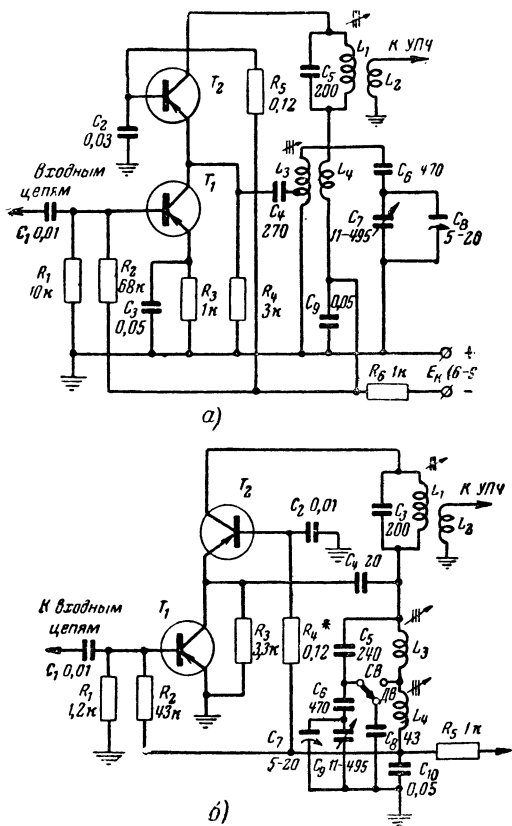


Рис. 24. Схемы каскодных преобразователей частоты.
а — с индуктивной обратной связью; б — с емкостной обратной связью.

зователь устойчиво работает на частотах, близких к промежуточной. Здесь так же как и в схеме рис. 21 можно применять в контуре гетеродина катушки от серийных радиовещательных приемников.

Очень хорошо работает каскодный преобразователь по схеме на рис. 25. Для повышения коэффициента преобразования между транзисторами T_1 и T_2 включен согласующий трансформатор Tr_1 , выполненный на тороидальном сердечнике с магнитной проницаемостью 1 000—2 000. Благодаря малому входному сопротивлению транзистора

ра T_2 индуктивности обмоток трансформатора могут иметь значительную величину и, следовательно, малое число витков.

В этой схеме первый транзистор работает преобразователем, а второй — усилителем промежуточной частоты. Небольшая величина индуктивности первичной обмотки трансформатора Tr_1 не препятствует нормальной работе цепи обратной связи, а разделение цепей постоянного тока обоих транзисторов позволяет использовать эту схему при низких питающих напряжениях. Так же как и все каскодные преобразователи частоты, преобразователь, выполненный по этой схеме, обладает высоким выходным сопротивлением, малой

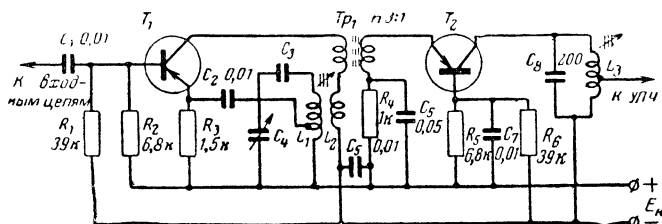


Рис. 25. Каскодный преобразователь частоты с согласующим трансформатором.

проходной емкостью и в нем могут применяться стандартные фильтры промежуточной частоты с большим эквивалентным сопротивлением контуров.

На рис. 26 приведена схема преобразователя частоты, предназначенная для работы на трех диапазонах. В преобразователе применен блок контуров и клавишный переключатель диапазонов, аналогичный примененному в радиоле «Рекорд-59». Транзистор T_1 работает аperiodическим усилителем высокой частоты, а второй — преобразователем. Благодаря применению блока переменных конденсаторов с большой величиной максимальной емкости (500 пф), связь контуров с базами обоих транзисторов осуществляется с помощью конденсаторов C_8 и C_{11} , малая величина емкости которых позволяет получить необходимые коэффициенты перекрытия по частоте в соответствующих контурах.

Подбором величины емкости конденсатора C_{11} добиваются устойчивой работы преобразователя на всех диапазонах. Конденсаторы C_{22} и C_{24} введены для необходимого согласования контуров фильтра промежуточной частоты с выходным сопротивлением преобразователя и входным сопротивлением усилителя промежуточной частоты. Если нет необходимости охватывать автоматической регулировкой усиления каскад усиления высокой частоты (T_1), сопротивление R_1 подсоединяют к общему проводу.

В заключение следует отметить, что все схемы преобразователей частоты требуют очень аккуратного, продуманного размещения деталей, тщательного налаживания и подбора витков катушек связи в коллекторной и эмиттерной цепях. Токи транзисторов преобразователей частоты, как правило, должны быть в пределах 0,5—1,0 ма независимо от напряжения питания коллекторных цепей. Данные контурных катушек для различных величин емкостей блоков кон-

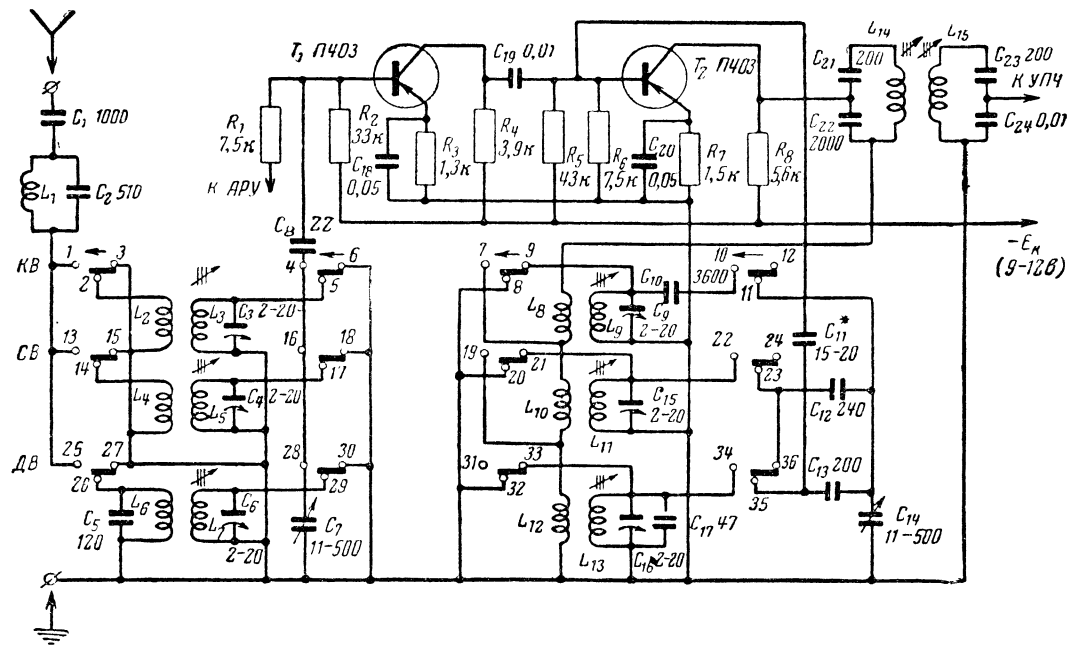


Рис. 26. Схема трехдиапазонного преобразователя частоты.

денсаторов переменной емкости приведены в табл. 2, там же приведены числа витков катушек связи и величины емкостей сопрягающих конденсаторов для различных диапазонов волн.

Усилители низкой частоты

Усилители низкой частоты на транзисторах можно рассчитывать аналогично ламповым.

Задавшись величиной выходной мощности и напряжением источника питания, определяют величину приведенного сопротивления нагрузки по формуле

$$R'_n = \frac{(E_k - 0,5)^2}{2P},$$

где E_k — напряжение питания, **в**;

P — выходная мощность, **вт**

для одного плеча двухтактной схемы и

$$R_n = \frac{(E_k - 0,5)^2}{P}$$

для усилителей режима А.

По данным R'_n и R_n (сопротивление звуковой катушки громкоговорителя) определяют коэффициент трансформации выходного трансформатора

$$n = \sqrt{\frac{R_n}{0,8 R'_n}}.$$

Амплитуда коллекторного тока для однотактного выходного каскада равна:

$$I_{k.макс} = \frac{(E_k - 0,5) 1000}{R'_n} \text{ (мА)}.$$

Постоянная составляющая коллекторного тока выбирается равной:

$$I_{к0} = 1,1 I_{k.макс}.$$

Амплитуда тока базы равна:

$$I_{б.макс} = \frac{I_{k.макс}}{\beta}.$$

Среднее входное сопротивление равно:

$$R_{вх} \approx \frac{\beta}{S_{г.т}},$$

где $S_{г.т}$ — крутизна характеристики транзистора в рабочей точке, заданной током коллектора.

Величина переходной емкости в микрофарадах равна:

$$C = \frac{10^4}{2\pi F_n R_{вх} (\text{ком})},$$

где F_n — нижняя усиливаемая частота;

$R_{вх}$ — входное сопротивление следующего каскада.

Из-за нелинейности входной и выходной характеристик транзисторов расчет переходного трансформатора в двухтактных схемах в режимах, близких к классу В, значительно усложняется; поэтому здесь приведена эмпирическая формула, позволяющая с достаточной точностью определить коэффициент трансформации, с которым можно получить минимум нелинейных искажений:

$$n \approx E_K,$$

но не более 6.

Постоянная составляющая коллекторного тока предоконечных каскадов выбирается в пределах от 1 до 5 *ма* (последнее значение для усилителей мощностью 0,5—1 *вт*).

Усиление предварительных каскадов усилителя рассчитывают с достаточным приближением по формулам

$$K = S_{р.т} R_{вх}$$

(при относительно большой величине R_n) или

$$K = S_{р.т} \frac{R_n R_{вх}}{R_n + R_{вх}}$$

(при соизмеримых величинах R_n и $R_{вх}$ следующего каскада).

Индуктивность и число витков обмоток трансформаторов рассчитывают по заданным частотным искажениям по известным формулам.

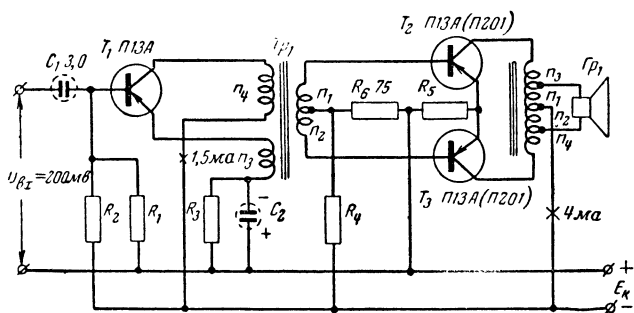


Рис. 27. Схема усилителя низкой частоты мощностью до 0,5 *вт*.

На рис. 27 приведена схема усилителя низкой частоты на трех транзисторах для переносных и карманных приемников с громкоговорителем сопротивлением 5 *ом*. Все данные схемы приведены в табл. 3.

Таблица 3

| Параметры и данные схемы | Напряжение источника питания, в | | | | | | |
|---|---------------------------------|-----|-----|------|------|------|------|
| | 3 | 4,5 | 6 | 6 | 9 | 12 | 15 |
| $P_{\text{вых}}, \text{ мВт} \dots\dots\dots$ | 100 | 150 | 150 | 500* | 500* | 500* | 500* |
| $R_{\text{вх}}, \text{ КОМ} \dots\dots\dots$ | 8 | 8 | 8 | 8 | 5 | 5 | 5 |
| $R_1, \text{ КОМ} \dots\dots\dots$ | — | — | — | — | 15 | 15 | 15 |
| $R_2, \text{ КОМ} \dots\dots\dots$ | 120 | 180 | 250 | 250 | 43 | 62 | 68 |
| $R_3, \text{ КОМ} \dots\dots\dots$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 1,2 | 1,2 | 2 |
| $R_4, \text{ КОМ} \dots\dots\dots$ | 1,5 | 1,5 | 4 | 4 | 5 | 7 | 9 |
| $R_5, \text{ ОМ} \dots\dots\dots$ | 0 | 0 | 7 | 0 | 10 | 15 | 25 |
| $C_2, \text{ мФ} \dots\dots\dots$ | — | — | — | — | 25 | 25 | 25 |

Tr_1 ХВП Ш-6×7 мм, зазор 0,3 мм

| | | | | | | | |
|---------------------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| $n_1, n_2, \text{ витков} \dots\dots$ | 620 | 520 | 600 | 550 | 650 | 7 000 | 850 |
| $n_3, \text{ витков} \dots\dots\dots$ | 130 | 110 | 90 | 110 | 60 | 60 | 60 |
| $n_4, \text{ витков} \dots\dots\dots$ | 2 100 | 2 650 | 2 800 | 3 100 | 2 000 | 2 600 | 2 700 |

Tr_2 ХВП Ш-6×7 мм, без зазора

| | | | | | | | |
|---------------------------------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| $n_1, n_2, \text{ витков} \dots\dots$ | 50 | 50 | 50 | 50 | 50 | 50 | 50 |
| $n_3, n_4, \text{ витков} \dots\dots$ | 200 | 250 | 280 | 190 | 265 | 370 | 475 |

* С транзисторами П201 (T_2, T_3).

На рис. 28 приведена схема усилителя на четырех транзисторах с громкоговорителем сопротивлением 5 ом для переносных приемников с относительно большой выходной мощностью. Все данные схемы приведены в табл. 4. Диаметр проводов первичных и вторичных обмоток трансформатора Tr_1 0,08—0,15 мм. Этим же проводом наматываются обмотки n_3 и n_4 трансформатора Tr_2 . Обмотки n_1 и n_2 этого трансформатора наматываются проводом ПЭВ 0,25—0,5 мм.

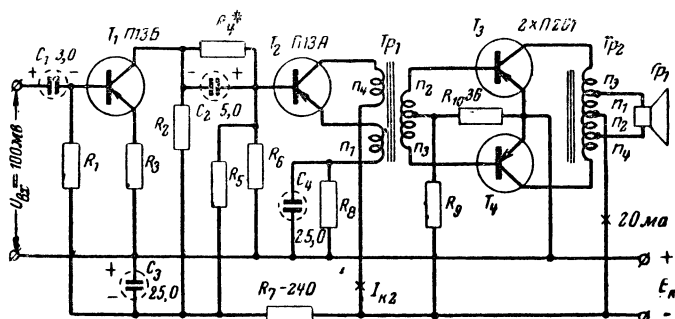


Рис. 28. Схема усилителя низкой частоты мощностью до 3 вт.

Таблица 4

| Параметры и данные схемы | Напряжение источника питания, в | | | | | | | |
|-----------------------------|---------------------------------|------|------|------|-----|-----|-----|-----|
| | 4,5 | 6 | 9 | 9 | 12 | 12 | 15 | 15 |
| $P_{\text{вых}}, \text{вт}$ | 0,5 | 1 | 1 | 2 | 1 | 3 | 1 | 3 |
| $R_{\text{вх}}, \text{ком}$ | 3 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 |
| $I_{K2}, \text{ма}$ | 1,5 | 2 | 1,25 | 3,5 | 1 | 2,5 | 1 | 2 |
| $R_1, \text{Мом}$ | 0,15 | 0,3 | 0,3 | 0,3 | 0,5 | 0,5 | 0,5 | 0,5 |
| $R_2, \text{ком}$ | 1,5 | 3 | 3 | 3 | 5 | 5 | 5 | 5 |
| $R_3, \text{ом}$ | 50 | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 |
| $R_4, \text{ком}$ | 62 | 62 | — | — | — | — | — | — |
| $R_5, \text{ком}$ | — | — | 10 | 10 | 10 | 10 | 15 | 10 |
| $R_8, \text{ком}$ | 0 | 0 | 2 | 0,75 | 2,5 | 1 | 5 | 2,5 |
| $R_9, \text{ком}$ | 0,5 | 0,75 | 1,2 | 1,2 | 1,5 | 1,5 | 2 | 2 |

Tr_1 ХВП Ш-6×7 мм, зазор 0,5 мм

| | | | | | | | | |
|----------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| n_1 , витков | 185 | 136 | 160 | 100 | 315 | 130 | 360 | 160 |
| n_2 , витков | 280 | 230 | 250 | 225 | 275 | 210 | 265 | 210 |
| n_4 , витков | 1 480 | 1 360 | 1 600 | 1 000 | 3 150 | 1 350 | 3 600 | 1 600 |

Tr_2 ХВП Ш-9×15 мм, без зазора

| | | | | | | | | |
|---------------------|----|----|-----|----|-----|-----|-----|-----|
| n_1, n_2 , витков | 40 | 40 | 40 | 40 | 40 | 40 | 40 | 40 |
| n_3, n_4 , витков | 90 | 85 | 150 | 95 | 225 | 108 | 278 | 143 |

На рис. 29 изображена схема усилителя низкой частоты со стабилизацией рабочих точек с помощью кремниевых диодов, благодаря чему при изменении напряжения питания изменяется только выходная мощность усилителя, а все остальные характеристики, в том числе коэффициент нелинейных искажений, остаются без изменения. При напряжении питания 9 в выходная мощность составляет

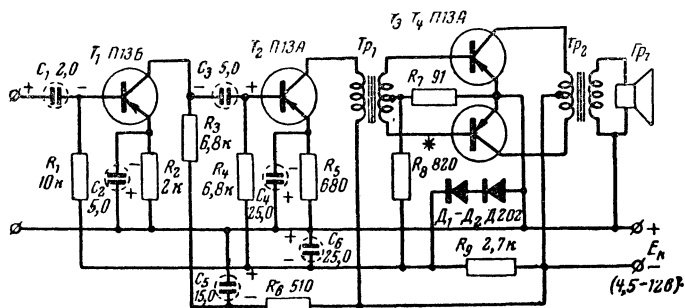


Рис. 29. Схема усилителя низкой частоты со стабилизацией,

150 мвт. Переходный трансформатор Tr_1 выполнен на сердечнике из 45-процентного пермаллоя Ш-4×6. Первичная обмотка содержит 2000 витков провода ПЭВ 0,07, а вторичная 2×400 витков провода ПЭВ 0,09. Выходной трансформатор выполнен на таком же сердечнике. Первичная обмотка состоит из 2×600 витков провода ПЭВ 0,1, а вторичная — из 120 витков провода ПЭВ 0,35 для громкоговорителя сопротивлением 7,5 ом.

Схемам выходных каскадов с бестрансформаторным выходом посвящено много статей в различной радиотехнической литературе, поэтому ниже приведена только одна из наиболее распространенных схем этого типа (рис. 30). К недостаткам ее следует отнести зави-

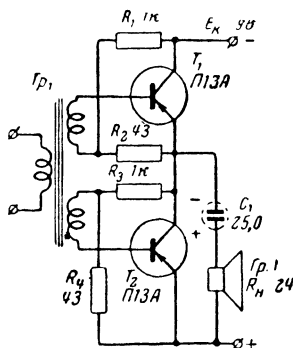


Рис. 30. Схема бестрансформаторного выходного каскада.

симость выходной мощности от сопротивления звуковой катушки динамика и напряжения питания, а также меньшую по сравнению с обычными двухтактными схемами экономичность.

В очень маленьких габаритах можно выполнить усилитель низкой частоты по схеме на рис. 31. К недостаткам такого усилителя следует отнести сравнительно небольшую мощность (около 70 мвт), необходимость применения громкоговорителя с сопротивлением звуковой катушки 75 ом и трудность подбора транзисторов с разной проводимостью, но с одинаковыми параметрами. При отсутствии громкоговорителя с указанным сопротивлением можно применить любой другой, но тогда понадобится согласующий трансформатор, который приведет к увеличению габаритов усилителя.

Налаживание усилителя сводится к подбору сопротивлений R_1 и R_5 , а также транзисторов T_3 и T_4 с одинаковыми коэффициентами усиления по току.

Усилители низкой частоты относительно большой мощности (0,5—2 вт), работающие в режиме А, находят применение главным образом в сетевых транзисторных приемниках. Большая потребляемая мощность в этом случае не имеет значения, а относительное постоянство коллекторного тока благоприятно сказывается на работе выпрямителя и остальных каскадов приемника.

На рис. 32 приведена схема усилителя низкой частоты сетевого приемника мощностью около 0,5 вт. Из-за необходимости примене-

ния конденсатора очень большой емкости в цепи развязки эмиттерного сопротивления оконечного каскада сопротивление и конденсатор в цепи эмиттера отсутствуют. Температурная стабилизация оконечного каскада осуществляется благодаря малой величине сопротивления R_9 в цепи базы транзистора T_3 . Увеличение обратного тока

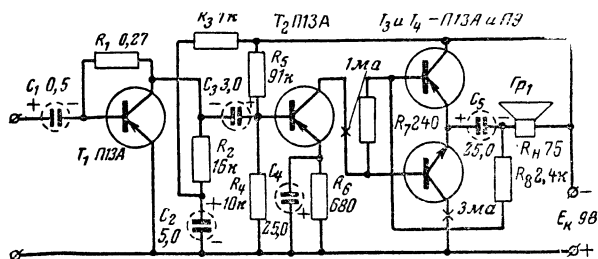


Рис. 31. Бестрансформаторный усилитель низкой частоты.

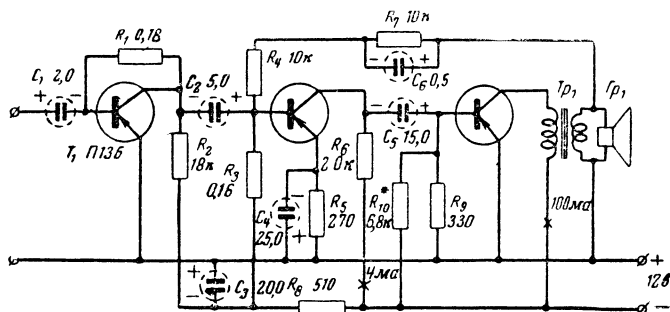


Рис. 32. Усилитель низкой частоты сетевого приемника.

коллектора $I_{к0}$ при повышении температуры коллекторного перехода в этом случае не приводит к значительному изменению смещения на базе транзистора, а следовательно, к значительным изменениям коллекторного тока. Выходной трансформатор выполнен на железе Ш-10×15, первичная обмотка содержит 480 витков провода ПЭВ 0,3, вторичная — 100 витков провода ПЭВ 0,7.

Применение схем со скользящим смещением в усилителях, работающих в режиме А, позволяет повысить их экономичность и применять в переносных и карманных приемниках. Достоинства таких усилителей по сравнению с двухтактными, работающими в режиме В, заключаются в простоте изготовления, отсутствии переходного трансформатора и меньшем числе транзисторов.

На рис. 33 приведены три схемы оконечных каскадов с использованием принципа скользящего смещения. Схема на рис. 33,а применяется только в оконечных каскадах с выходными трансформаторами. На трансформаторе в этом случае должна быть размещена дополнительная обмотка. Схема на рис. 33,б позволяет применять

режим скользящей рабочей точки при отсутствии выходного трансформатора, например, при работе на высокоомный электромагнитный громкоговоритель. Обычно усилители с такими оконечными каскадами выполняются на небольшую выходную мощность (50—100 мвт), при этом неравномерная нагрузка (в течение половины периода выходного напряжения) цепи скользящего смещения D_1, R_1 ,

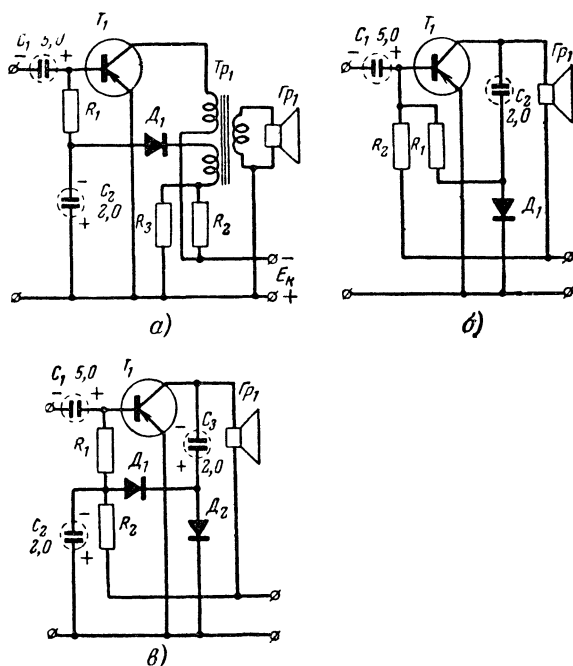


Рис. 33. Схемы оконечных каскадов со скользящей рабочей точкой.

а — с выходным трансформатором; б — без выходного трансформатора однополупериодная, в — то же двухполупериодная.

R_2 приводит к повышению нелинейных искажений. Это особенно заметно в маломощных усилителях. Чтобы уменьшить коэффициент нелинейных искажений, в таких усилителях следует применять в цепях смещения двухполупериодный выпрямитель. Схема оконечного каскада с двухполупериодным выпрямителем цепи скользящего смещения приведена на рис. 33, в.

При налаживании схем, приведенных на рис. 33, а б, в, сопротивление R_2 следует подбирать в режиме молчания по току покоя, равному 1—2 ма. Сопротивление R_1 подбирают при полном напряжении возбуждения на базе транзистора T_1 по необходимой амплитуде коллекторного тока.

СХЕМЫ ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРИЕМНИКОВ

Приемники прямого усиления

На рис. 34 изображена схема простого карманного приемника, хорошо зарекомендовавшего себя в работе. Входной контур L_1C_1 , катушка которого намотана на ферритовом стержне, с помощью катушки связи L_2 подключен к базе транзистора T_1 . Первый каскад работает на входное сопротивление второго транзистора T_2 ; при этом напряжение на коллекторе транзистора T_1 подводится через сопро-

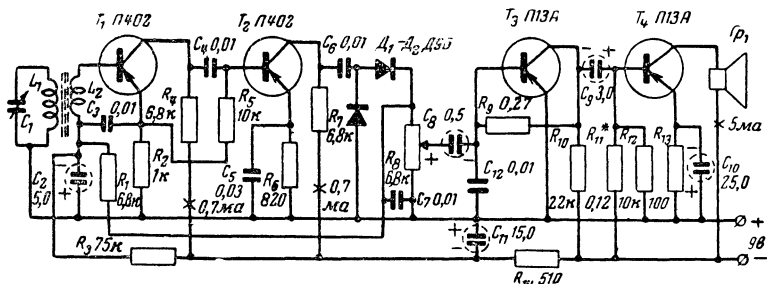


Рис. 34. Схема приемника прямого усиления.

тивление R_4 , величина которого в несколько раз больше входного сопротивления следующего каскада. Температурная стабилизация осуществляется сопротивлениями R_2 и R_6 в цепях эмиттеров этих транзисторов. При этом осуществляется отрицательная обратная связь, которая стабилизирует выбранную рабочую точку как при изменении окружающей температуры, так и при замене транзисторов. Коэффициент усиления первого каскада достигает 10.

Второй каскад отличается от первого только тем, что он работает на детекторный каскад, выполненный по схеме удвоения напряжения. Коэффициент усиления второго каскада равен 100. Выпрямленное напряжение низкой частоты через регулятор громкости R_8 и разделительный конденсатор C_8 подводится к входу двухкаскадного усилителя низкой частоты.

Автоматическая регулировка усиления осуществляется благодаря подсоединению базы первого транзистора через фильтр R_1, C_2 к сопротивлению нагрузки детекторного каскада. При приеме сильных сигналов выпрямленное детекторным каскадом напряжение несущей частоты смещает рабочую точку транзистора T_1 в область с меньшей крутизной характеристики, и его усиление уменьшается. Так как при этом уменьшается коллекторный ток транзистора, то падение напряжения на сопротивлении в цепи эмиттера (R_2) также становится меньше, при этом рабочая точка второго транзистора T_2 смещается на участок с малой крутизной характеристики и глубина регулировки усиления увеличивается.

Низкочастотный сигнал, подведенный к базе транзистора T_3 , усиливается и выделяется на входном сопротивлении окончательного каскада. Режим транзистора T_3 определяется сопротивлением R_9 .

подсоединение которого непосредственно к коллектору транзистора, одновременно осуществляет температурную компенсацию каскада. Оконечный каскад, выполненный на транзисторе T_4 , работает при токе коллектора 5 ма, величина которого определяется делителем R_{11} , R_{12} и сопротивлением в цепи эмиттера R_{13} , которое одновременно служит для температурной стабилизации. В коллекторную цепь транзистора выходного каскада включена катушка громкоговорителя, выполненного из микрофона ДЭМШ. Данные антенного контура могут быть различными в зависимости от возможностей радиолюбителя и желаемого диапазона волн (см. табл. 2).

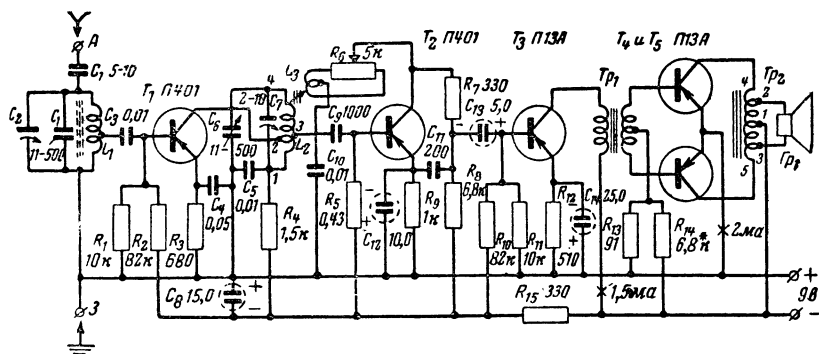


Рис. 35. Схема приемника прямого усиления с обратной связью.

На рис. 35 приведена схема приемника прямого усиления, отличающегося от предыдущего более высокими чувствительностью, избирательностью и выходной мощностью. Приемник рассчитан для работы в диапазоне средних волн. По этой схеме рационально выполнять стационарные приемники для сельской местности или походные приемники средних размеров. Катушка входного контура L_1 намотана на стержень магнитной антенны. К части ее витков подключен вход транзистора T_1 , в коллекторной цепи которого частично включен контур L_2C_6 . Коэффициент включения цепи коллектора транзистора T_1 выбран меньше коэффициента включения базовой цепи транзистора T_2 для того, чтобы при увеличении резонансного сопротивления контура из-за положительной обратной связи усилитель высокой частоты не возбуждался.

Детекторный каскад выполнен на высокочастотном транзисторе T_2 (П401). Обратная связь индуктивная (L_3) и регулируется потенциометром R_6 , который в какой-то мере служит также и регулятором громкости, так как в одном из его крайних положений обратная связь становится отрицательной. Сопротивление R_7 вместе с входной емкостью транзистора T_3 образует фильтр высокой частоты. Предоконечный и оконечный каскады усилителя низкой частоты собраны по обычной схеме. Сопряжения контуров осуществляется изменением индуктивности катушек L_1 и L_2 и подстроечными конденсаторами C_2 и C_7 .

Выходная мощность приемника около 150 мв, чувствительность при применении обратной связи достигает 100 мкв. Катушка L_1 со-

держит 50 витков провода ЛЭШО 10×0,07 с отводом от пятого витка. Катушки L_2 и L_3 намотаны на полистироловом четырехсекционном каркасе диаметром 4 мм с ферритовым подстроечным сердечником. В трех секциях наматывают катушку L_2 , которая состоит из 150 витков провода ПЭВ 0,12 (15 витков между выводами 1—2, 30 витков между выводами 2—3 и 105 витков между выводами 3—4). В секции, расположенной ближе к резьбовой втулке сердечника, наматывают катушку L_3 проводом ПЭВ 0,12, состоящую из 50 витков с отводом от середины. Катушку следует располагать возможно дальше от ферритовой антенны и перпендикулярно к ней.

Трансформатор Tr_1 наматывают на железе Ш-10×10 мм. Первичная обмотка трансформатора Tr_1 содержит 2 000 витков провода ПЭВ 0,1—0,12, а вторичная — 2×450 витков провода ПЭВ 0,15—0,18. Автотрансформатор Tr_2 выполнен на таком же сер-

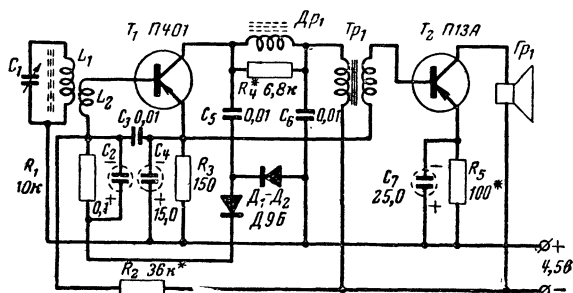


Рис. 36. Схема рефлексного приемника прямого усиления.

дечнике. Его обмотка содержит 2×45 витков провода ПЭВ 0,5—0,6 между выводами 1—2 и 1—3 (для громкоговорителя сопротивлением 5 ом) и 2×450 витков провода ПЭВ 0,15—0,18 между выводами 2—4 и 3—5.

На рис. 36 изображена схема приемника прямого усиления только на двух транзисторах. Тем не менее при тщательном налаживании его можно получить громкоговорящий прием местных радиостанций.

С катушки связи L_2 напряжение принимаемого сигнала подводится к базе транзистора T_1 , усиливается и детектируется детектором, выполненным по схеме удвоения напряжения на диодах D_1 и D_2 . Напряжение низкой частоты через конденсатор C_2 и катушку связи снова подводится к базе первого транзистора. В этом случае сопротивлением нагрузки служит (пересчитанное в первичную обмотку трансформатора Tr_1) входное сопротивление транзистора T_2 — усилителя мощности низкой частоты. Усиленное транзистором напряжение низкой частоты выделяется на громкоговорителе, сопротивление которого должно лежать в пределах 65—200 ом.

Режим работы первого транзистора подбирают сопротивлением R_2 , а второго — сопротивлением R_5 . Изменением величин сопротивлений R_4 добиваются громкой и устойчивой работы приемника во всем диапазоне принимаемых частот.

Число витков катушки L_1 зависит от диапазона принимаемых частот и емкости конденсатора C_1 (см табл. 2), число витков катушки L_2 составляет 5—10% от числа витков катушки L_1 . Дроссель

Dp_1 наматывается на тороидальном сердечнике диаметром 7 мм из феррита Ф-1000 и содержит 300 витков ПЭВ 0,08. Трансформатор Tr_1 выполнен на сердечнике Ш-4×4 мм. Его первичная обмотка содержит 2000 витков провода ПЭВ 0,07—0,08, а вторичная — 600 витков провода ПЭВ 0,08—0,09. Громкоговоритель выполнен на основе капсуля ДЭМШ-1 или миниатюрного телефона.

Супергетеродинные приемники

Супергетеродинный приемник, схема которого выполнена в соответствии с функциональной схемой на рис. 1, а, весьма прост в изготовлении и наладивании и в то же время обладает вполне удовлетворительными характеристиками.

Принципиальная схема приемника изображена на рис. 37. Катушка входного контура L_1 настраивается первой секцией блока конденсаторов переменной емкости на частоту принимаемого сигнала. Напряжение сигнала с части контура подводится к базе транзистора T_1 , работающего в качестве преобразователя частоты. В цепи эмиттера включена часть витков катушки контура гетеродина L_2 , который настраивается второй секцией блока конденсаторов C_7 . Входной и гетеродинный контуры сопрягаются с помощью конденсаторов C_6 и C_9 . В коллекторной цепи транзистора T_1 последовательно с катушкой обратной связи L_3 , намотанной на катушке гетеродинного контура, включен двухконтурный фильтр сосредоточенной селекции L_4C_8 ; L_5C_{10} . Режим работы транзистора T_1 устанавливается величиной сопротивлений R_2 и R_1 , последнее может несколько изменяться при наладивании. Благодаря применению относительно высокого (9 в) напряжения питания оказалось возможным охватить автоматической регулировкой усиления и преобразовательный каскад. При этом даже при приеме местных радиостанций не наблюдается срывов колебаний гетеродина и перегрузки приемника.

Напряжение промежуточной частоты с части второго контура L_5C_{10} фильтра промежуточной частоты подводится к базе транзистора T_2 . Так как емкости конденсаторов контуров фильтра выбраны большой величины, то первый контур оказалось возможным полностью включить в коллекторную цепь транзистора преобразователя частоты, а у второго сделать отвод от $1/6$ части витков катушки.

Усиленный транзистором T_2 сигнал подводится к входу детектора, выполненного по схеме удвоения напряжения на диодах D_1 и D_2 и детектируется. Несмотря на простоту высокочастотного тракта, усиление, получаемое от двух транзисторов, таково, что чувствительность с базы первого транзистора при напряжении низкой частоты на выходе детекторного каскада 2 мВ составляет 6—8 мкВ. Избирательность приемника по соседнему каналу также достаточно велика благодаря большой величине добротности катушек L_4 и L_5 фильтра промежуточной частоты ($Q_0=150—160$). После детектирования напряжение низкой частоты подводится к входу усилителя низкой частоты, а постоянная составляющая выпрямленного напряжения — к базам транзисторов T_1 и T_2 для автоматической регулировки усиления. Сопротивления R_3 и R_5 , включенные в эмиттерные цепи транзисторов, несколько ослабляют эффективность АРУ, однако они необходимы для температурной стабилизации и позволяют практически не подбирать режим транзисторов по постоянно-

му току. Почти любой транзистор указанного на схеме типа может быть поставлен в приемник, при этом приведенные на схеме режимы не изменятся более чем на 10—15%.

При подведении к входу усилителя низкой частоты напряжения 2—3 мВ выходная мощность приемника достигает 40 мВт (максимальная мощность около 100 мВт). Величину емкости конденсатора C_{17} подбирают в зависимости от желаемого звучания и отсутствию генерации на высших звуковых частотах, которая может возникнуть при неблагоприятных фазовых соотношениях, благодаря наличию цепи обратной связи. Устранение последней нежелательно, так как ее применение заметно снижает коэффициент нелинейных искажений усилителя.

Катушки контуров фильтра промежуточной частоты выполнены с использованием типовых ферритовых сердечников диаметром 9 мм, аналогичных применяемым в приемниках «Атмосфера», «Гауя». Катушка L_4 содержит 90 витков провода ЛЭШО 10×0,05; катушка L_5 такая же, как L_4 , но с отводом от 18 витка.

Переходный и выходной трансформаторы наматывают на сердечниках из 45-процентного пермаллоя Ш-4×5 мм. Первичная обмотка трансформатора Tr_1 содержит 2500 витков провода ПЭВ 0,07, а вторичная — 450×2 витков провода ПЭВ 0,09. Первичная обмотка трансформатора Tr_2 состоит из 500×2 витков провода ПЭВ 0,09, а вторичная — 88 витков ПЭВ 0,25 для громкоговорителя сопротивлением 7,5 ом.

Общий ток, потребляемый приемником в режиме покоя, около 4 ма, а при пиковой мощности около 20 ма. Данные контуров гетеродина и антенны приведены в табл. 2.

Схема другого типа супергетеродинного приемника отличается от предыдущей применением электролитических конденсаторов малой емкости и однотактным экономичным выходным каскадом. Эти особенности позволяют выполнить его в сравнительно малых габаритах.

Схема такого приемника приведена на рис. 38. Преобразователь частоты на транзисторе T_1 отличается от предыдущего только отсутствием подачи напряжения АРУ и способом присоединения базы транзистора к входному контуру; сопротивление R_1 делителя базового смещения первого транзистора подключено параллельно части катушки входного контура. Устойчивость усиления в тракте промежуточной частоты достигается малым значением резонансных сопротивлений контуров (емкость в контуре 3000 пФ) и малой величиной коэффициента включения базовых цепей транзисторов T_2 и T_3 через соответствующие конденсаторы C_9 и C_{13} . Для повышения экономичности приемника ток коллектора каждого транзистора не превышает 0,5 ма, при этом одновременно возрастают входные и выходные сопротивления транзисторов, что улучшает согласование их с контурами.

Для нормальной работы приемника при приеме местных станций в его схему введена усиленная, задержанная автоматическая регулировка усиления. Она осуществляется смещением рабочей точки транзистора T_2 (а после определенного уровня входного сигнала) и диода D_1 , шунтирующего контур L_4C_8 , что уменьшает коэффициент усиления преобразовательного каскада.

При напряжении источника питания 6 в приемник потребляет около 4 ма в режиме «молчания» и до 25 ма на пиках речи; макси-

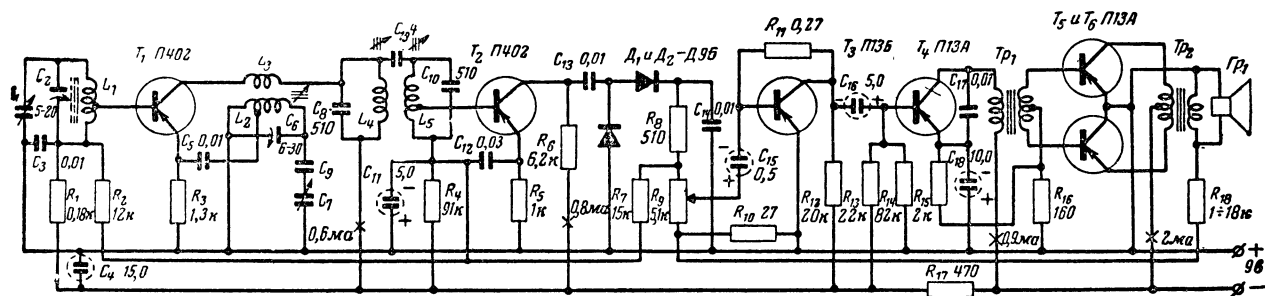


Рис. 37. Схема средневолнового супергетеродинного приемника.

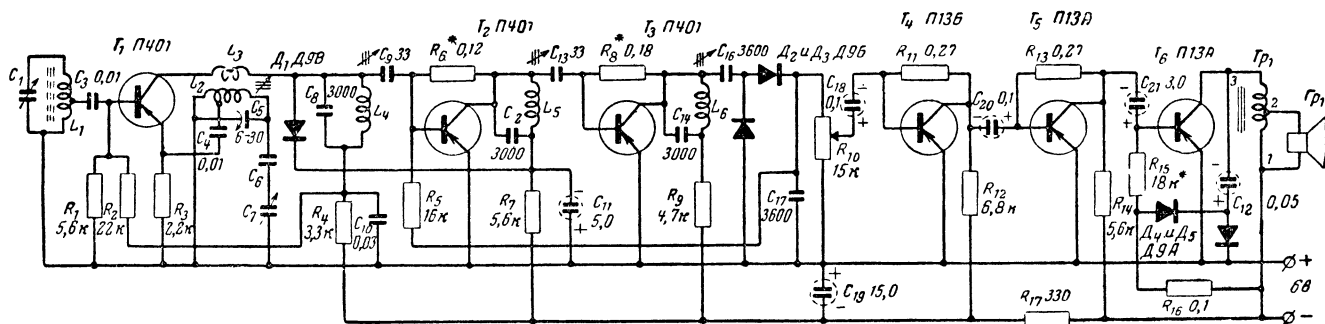


Рис. 38. Схема экономичного супергетеродинного приемника.

мальная выходная мощность составляет 35 *мвт*. Как уже отмечалось, коллекторные токи транзисторов T_4 и T_5 малы, благодаря чему возрастают входные сопротивления обоих транзисторов. Поэтому представляется возможным уменьшить емкость переходных конденсаторов C_{18} и C_{20} до величины 0,1—0,2 *мф*. Число витков контурных катушек, намотанных в карбонильных сердечниках СБМ, составляет: для катушки L_4 — 45 витков (ПЭВ 0,18 или литцендрат $7 \times 0,05$), для катушки L_5 — 42 витка и для катушки L_6 — 45 витков того же провода.

Конденсаторы C_8 , C_{12} и C_{14} должны быть высокого качества (например, типа ПМ с диэлектриком из полистирола). Применение бумажных и керамических конденсаторов из масс групп Н и К нежелательно. Данные контуров преобразователя частоты выбираются в зависимости от желаемого диапазона волн. Выходной автотрансформатор выполнен на сердечнике из 45-процентного пермаллоя Ш=4×6 *мм*. Между отводами 1—2 обмотки 140 витков провода ПЭВ 0,3; между отводами 2—3 — 560 витков провода ПЭВ 0,09 *мм*. Громкоговоритель электродинамического типа сопротивлением 5 *ом*. Детали, подбираемые в процессе регулировки, отмечены звездочкой. Применение в катушках контуров промежуточной частоты ферритовых сердечников вместо карбонильных значительно повышает избирательность приемника по соседнему каналу.

Схема приемника, приведенная на рис. 39, соответствует блок-схеме на рис. 1, *д*. Входной контур L_1C_1 связан с базой усилителя высокой частоты, выполненного на транзисторе T_1 . В коллекторной цепи этого транзистора включено сопротивление R_4 , малая величина которого не мешает нормальной работе преобразователя частоты на транзисторе T_2 . Трехконтурный фильтр ПЧ включен в коллекторную цепь этого транзистора. С выхода фильтра напряжение сигнала подводится к базе транзистора T_3 , усиливающего промежуточную частоту. В коллекторную цепь этого транзистора включен детектор, выполненный на двух диодах D_1 и D_2 по схеме удвоения напряжения.

Напряжение АРУ снимается с сопротивления нагрузки детектора и через фильтр подводится к базе транзистора T_1 . Напряжение низкой частоты через фильтр, состоящий из сопротивления R_{12} и входной емкости усилителя напряжения низкой частоты, подводится к базе транзистора T_4 . Выходной каскад выполнен по двухтактной схеме и работает в режиме АВ для уменьшения искажений. Выходная мощность приемника около 150 *мвт*. Ток покоя оконечного каскада примерно 4 *ма*, пиковый ток достигает 55 *ма*. Данные выходного и переходного трансформаторов приведены в табл. 3.

Интересными особенностями отличается схема, изображенная на рис. 40. В основу ее положен принцип инфрадинного приема. Применение высокой промежуточной частоты (2 *Мгц*) дает возможность отказаться от перестраиваемого контура на входе приемника, так как зеркальный канал лежит в пределах частот 4 150—5 620 *кгц* и значительно ослабляется благодаря фиксированной настройке контура L_1C_6 на среднюю частоту принимаемого диапазона (900 *кгц*), а также снижению эффективности магнитной антенны из-за увеличения потерь в ферритовом стержне на частотах выше 3—4 *Мгц*.

Диапазон приемника 150—1 620 *кгц* перекрывается только изменением емкости конденсатора C_7 в контуре гетеродина. Необходимое

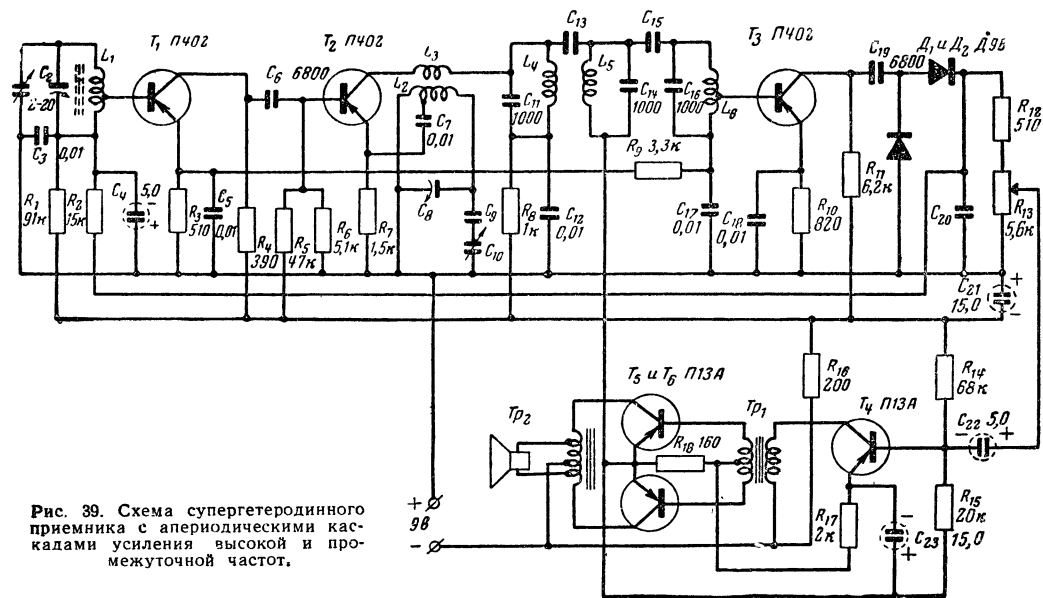


Рис. 39. Схема супергетеродинного приемника с аperiodическими каскадами усиления высокой и промежуточной частот.

изменение настройки этого контура достигается при малой конечной емкости конденсатора переменной емкости (50 пф).

Так как усиление транзисторов падает с повышением частоты, то лучше применить на входе приемника широкополосный усилитель высокой частоты, чем сосредоточивать все усиление в тракте промежуточной частоты, поэтому транзистор T_1 работает в каскаде усиления высокой частоты. Его входное сопротивление полностью подключено к контуру L_1C_{6-9} , для того, чтобы пропускание всех частот перекрываемого диапазона было равномерным.

Входное сопротивление транзистора T_1 значительно изменяется в относительно широком диапазоне частоты (150—1600 кГц), поэтому параллельно контуру L_1C_{6-9} подключено сопротивление R_1 , подбором величины которого добиваются равномерного коэффициента передачи входной цепи при налаживании приемника. Преобразователь частоты, выполненный на транзисторе T_2 , отличается от аналогичного преобразователя предыдущего приемника применением емкостной связи базы транзистора с гетеродинным контуром, а также другими данными катушки гетеродинного контура и фильтром средноточечной селекции, настроенным на частоту 2000 кГц.

Для повышения чувствительности приемника применен регенеративный детектор на транзисторе T_3 . Величина положительной обратной связи устанавливается при налаживании подстроечным конденсатором C_{11} . Для устранения избыточной обратной связи следует ввести конденсатор (отмечен пунктиром), величина емкости которого может изменяться в широких пределах (100—5000 пф). Усилитель низкой частоты — двухкаскадный с непосредственной связью между выходом транзистора T_4 и входом транзистора T_5 . Режимы обоих каскадов устанавливают путем подбора сопротивления R_{12} в случае, если ток коллектора транзистора T_3 значительно отличается от приведенного на схеме. Несмотря на введение положительной обратной связи, приемник в основном предназначен для приема местных и мощных отдаленных радиостанций.

К достоинствам приемника следует отнести перекрытие диапазонов средних и длинных волн без применения переключателя диапазонов и единого блока конденсаторов переменной емкости, а также большая по сравнению с одноконтурными приемниками прямого усиления избирательность по соседнему каналу. Катушки контуров L_4C_8 и L_5C_9 выполнены на ферритовых кольцах (Ф-600) диаметром 7 мм с зазором 0,05—0,07 мм и имеют по 17 витков провода ЛЭШО 10×0,05, у катушки L_5 сделан отвод от пятого витка, считая от нижнего по схеме конца. Катушка L_2 намотана в горшковом сердечнике СБМ диаметром 9 мм и содержит 40 витков провода ПЭВ 0,1 или ПЭЛ 0,12 мм, а катушка L_1 — 10—12 витков провода ПЭВ 0,1. На стержень магнитной антенны намотано 80 витков провода ПЭЛ 0,12—0,18 мм.

На рис. 41 приведена схема супергетеродина с питанием от сети. Приемник работает в диапазонах коротких и средних волн. Для облегчения настройки коротковолновый диапазон разбит на четыре растянутых поддиапазона (25, 31, 40 и 49 м). В этих поддиапазонах приемник работает с двойным преобразованием частоты. В первом преобразователе частоты работает транзистор T_1 с отдельным гетеродином на транзисторе T_2 . Входной и гетеродинный контуры с помощью конденсаторов C_1 , C_2 , C_3 , C_4 и C_5 , C_6 , C_7 , C_8 настроены на фиксированные частоты:

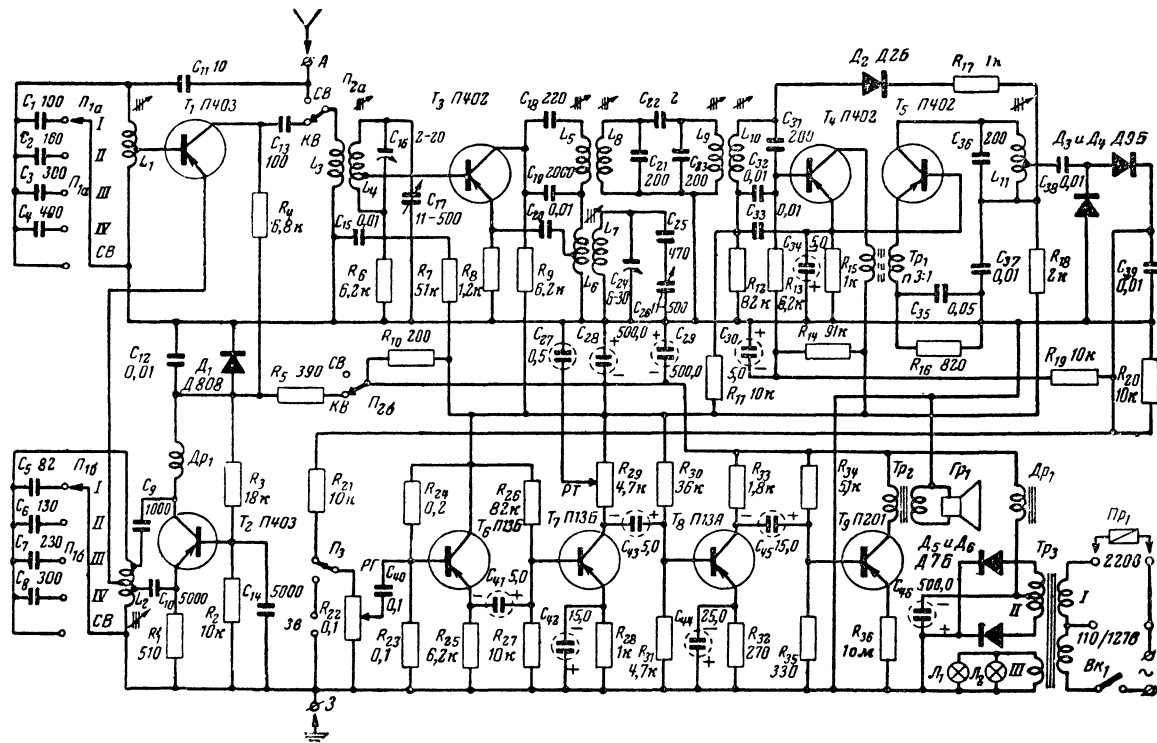


Рис. 41. Схема супергетеродинного приемника с питанием от электросети.

| Диапазон, м | Входной контур, Мгц | Гетеродинный контур, Мгц |
|-------------|---------------------|--------------------------|
|-------------|---------------------|--------------------------|

| | | |
|----|------|------|
| 25 | 11,8 | 12,8 |
| 31 | 9,7 | 10,7 |
| 40 | 7,3 | 8,3 |
| 49 | 6,3 | 7,3 |

Гетеродин выполнен по схеме с общей базой и параллельным питанием цепи коллектора. Для стабильной работы гетеродина при изменениях напряжения питающей сети применена стабилизация коллекторного напряжения транзисторов T_1 и T_2 с помощью кремниевого стабилизатора D_1 . Выход преобразователя связан с перестраиваемым контуром L_4C_{17} , который в диапазоне средних волн используется в качестве входного. При работе приемника на средних волнах цепь питания транзисторов T_1 и T_2 разрывается, а антенна подключается к катушке связи L_3 . Вторым преобразователем частоты (при работе на средних волнах первый) выполнен на транзисторе T_3 . В коллекторной цепи преобразователя включен четырехконтурный фильтр промежуточной частоты, выполненный из двух стандартных фильтров от ламповых приемников.

Чтобы не перематывать катушек фильтров L_5 и L_{10} , связь с преобразователем и усилителем промежуточной частоты выполнена емкостной. Транзистор T_4 включен по схеме с общим эмиттером и работает на входное сопротивление транзистора T_5 , включенного по схеме с общей базой через согласующий широкополосный трансформатор Tr_1 . В коллекторной цепи транзистора T_5 включен одиночный контур $L_{11}C_{26}$, связанный с детекторным каскадом на диодах D_3 и D_4 .

Для устойчивого приема на коротких и средних волнах применена усиленная задержанная система АРУ. Напряжение АРУ через фильтр $R_{19}C_{30}$ подводится к базе транзистора T_4 , в результате чего уменьшается коллекторный ток, крутизна характеристики этого транзистора и падение напряжения на сопротивлении R_{15} , определяющее рабочую точку транзистора T_5 .

Изменение этого напряжения уменьшает крутизну характеристики транзистора T_5 и его коллекторный ток. При больших входных сигналах изменение коллекторных токов транзисторов T_4 и T_5 может оказаться такой величины, что напряжение на коллекторе почти достигает величины напряжения источника коллекторного питания, при этом запертый ранее диод D_2 (из-за большего падения напряжения на сопротивлении R_{18} , чем на R_{11}) отопрется и, зашунтировав контур, уменьшит усиление высокочастотного тракта. Усилитель низкой частоты выполнен на четырех транзисторах. Транзистор T_6 работает в схеме с заземленным коллектором и служит для увеличения входного сопротивления усилителя низкой частоты, что необходимо для согласования с пьезоэлектрическим звукоприемником. Предварительный и предоконечный усилители выполнены по обычной схеме на транзисторах T_7 и T_8 , а оконечный — на мощном транзисторе T_9 , работающем в режиме А. Несмотря на большее потребление энергии по сравнению с режимом В или АВ этот режим обеспечивает постоянство коллекторного тока и, следовательно, постоянство нагрузки на выпрямитель. Отсутствие по этой причине бросков напряжения питания улучшает стабильность режимов остальных транзисторов и стабильность частот гетеродинов.

Сопротивление R_{35} выбрано малой величины для температурной стабилизации режима транзистора T_9 . Коэффициент нелинейных искажений не превышает 10% при полной выходной мощности 0,5 вт. Выпрямитель выполнен по двухполупериодной схеме на диодах D_5 и D_6 . Для уменьшения внутреннего сопротивления выпрямителя по переменному и постоянному токам в фильтре применены конденсаторы большой емкости и дроссель Dr_2 . Лампы L_1 и L_2 служат для освещения шкалы. Потребляемая от сети мощность не превышает 6 вт, причем большая часть потребляемой мощности падает на лампы освещения шкалы (4 вт). Чувствительность приемника в диапазоне средних волн 70 мкв, в диапазоне коротких 40—50 мкв, с входа звукоусилителя 50 мв.

Катушка L_1 намотана на каркасе диаметром 6 мм и содержит 12 витков провода ПЭШО 0,5 с отводом от 1,5 витка, катушка L_2 намотана на таком же каркасе, как и L_1 , и содержит 12 витков провода ПЭШО 0,5 с отводами от второго и пятого витков. Катушки L_3 , L_4 , L_6 , L_7 и Dr_1 намотаны на стандартных четырехсекционных каркасах с ферритовыми подстроечными сердечниками. L_3 содержит 350 витков провода ПЭВ 0,08; L_4 — 4×43 витка ПЭВ 0,12 (отвод от 12 витка); L_7 — 4×30 витков ПЭВ 0,12; L_6 — 3+15 витков ПЭВ 0,12; Dr_1 — 4×20 витков ПЭВ 0,12.

Трансформатор Tr_2 (для громкоговорителя 1ГД9) выполнен на железе Ш-10×15 мм, первичная обмотка содержит 480 витков провода ПЭВ 0,3, а вторичная — 90 витков провода ПЭВ 0,7.

Дроссель фильтра Dr_2 намотан на сердечнике сечением 1,1 см² проводом ПЭЛ 0,25 до заполнения.

Сердечник трансформатора питания имеет сечение 2,3 см². Первичная обмотка трансформатора содержит 5500 витков провода ПЭВ 0,09 с отводом от 3000 витка, вторичная — 2×300 витков провода ПЭВ 0,27 и для ламп освещения шкалы 120 витков провода ПЭВ 0,6.

На рис. 42 изображена схема рефлексного супергетеродинного приемника, собранного на трех транзисторах. Транзистор T_1 работает в качестве преобразователя частоты. В его коллекторной цепи последовательно с катушкой обратной связи включен контур L_5C_8 фильтра промежуточной частоты. Сигнал с части катушки L_6 второго контура фильтра подводится к базе транзистора T_2 , усиливающего промежуточную частоту. В коллекторную цепь этого транзистора включены сильно нагруженный контур L_7C_{15} и трансформатор низкой частоты Tr_1 . Усиленное напряжение промежуточной частоты выпрямляется детектором на диоде D_1 и через конденсатор C_{11} подводится снова к базе транзистора T_2 . После усиления напряжение низкой частоты через трансформатор Tr_1 подается на базу транзистора T_3 , в коллекторной цепи которого включен электромагнитный громкоговоритель. Громкость регулируется потенциометром R_6 . При перемещении движка потенциометра вниз (по схеме) будет возникать отрицательная обратная связь как по промежуточной, так и по низкой частотам, которая в значительной степени уменьшает усиление рефлексного каскада. Автоматическая регулировка усиления осуществляется подачей выпрямленного постоянного напряжения с нагрузки детектора на базу транзистора T_2 (через сопротивление R_5).

Контурные катушки этого приемника могут быть выполнены так же, как и в приемнике, схема которого приведена на рис. 37, а дан-

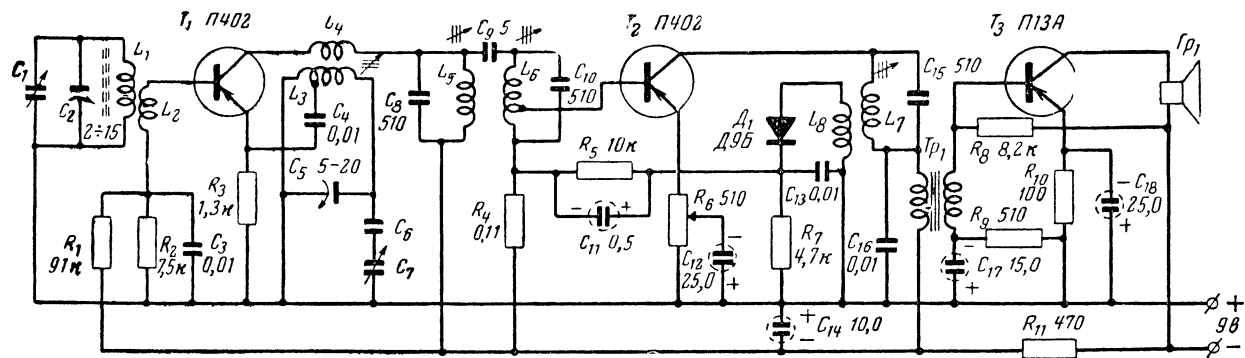


Рис. 42. Схема рефлексного супергетеродина.

ные трансформатора Tr_1 могут быть взяты из описания рефлексного приемника прямого усиления. Катушки L_7 и L_8 наматывают проводом диаметром 0,1 мм на умышленно сломанном и склеенном с зазором (0,05—0,07 мм) ферритовом кольце диаметром 7 мм. Катушка L_7 имеет 89 витков, а катушка L_8 — 30 витков. Контуры грубо настраивают на частоту 465 кГц путем изменения числа витков катушки L_7 .

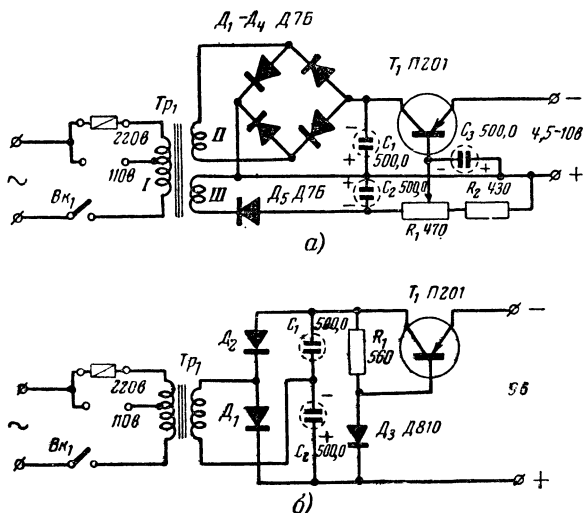


Рис. 43. Схемы приставок для питания транзисторных приемников от сети переменного тока.

В заключение на рис. 43 приведены схемы приставок для питания транзисторных приемников от сети переменного тока. На рис. 43, а изображена схема приставки, дающей напряжение 6—10 в (в зависимости от установки движка потенциометра R_1) при токе до 100 мА. Приставка позволяет питать приемники с выходными каскадами, выполненными по двухтактной схеме в режиме В или АВ. Получающиеся в результате работы приемника броски тока не приводят к изменению выходного напряжения выпрямителя благодаря питанию базы стабилизирующего транзистора T_1 от отдельного выпрямителя (D_5), через который протекает только базовый ток этого транзистора.

При необходимости получения от приставки большего тока параллельно диодам D_1 — D_4 следует включить дополнительные диоды, а транзистор T_1 снабдить радиатором для отвода тепла. В случае появления фона переменного тока необходимо увеличить емкость конденсатора C_2 . В качестве трансформатора Tr_1 можно применить любой маломощный трансформатор питания (например, от приемника «Рекорд»). С каркаса трансформатора удаляют ненужные обмотки, при этом необходимо сосчитать количество витков обмотки накала ламп, а затем намотать обмотки II и III в 2 раза больше.

При изготовлении приставки на одно напряжение (например, 9 в) и желании получить стабильное выходное напряжение в схему стабилизации необходимо ввести опорный диод Д810. В этом случае надобность во втором выпрямителе отпадает и обычный силовой трансформатор можно использовать без переделки, применив для выпрямления схему удвоения напряжения.

Полная схема такой приставки приведена на рис. 43, б. При питании приемников от этой приставки фон переменного тока совершенно не прослушивается. Обе описанные приставки можно использовать для регенерации сухих батарей, а также для зарядки аккумуляторов емкостью до 0,2—0,5 ач.

ЛИТЕРАТУРА

Герасимов С. М., Мигулин И. Н., Яковлев В. Н. Расчет полупроводниковых усилителей и генераторов, ДТВУ, 1961.

Чистяков Н. И., Сидоров В. М., Мельников В. С. Радиоприемные устройства, Связьиздат, 1959.

Полупроводниковые триоды и диоды. Справочник. Под общей редакцией И. Ф. Николаевского, Связьиздат, 1961.

Хомич В. И., Приемные ферритовые антенны, Госэнергиздат, 1960.

Цена 16 коп.